

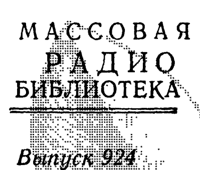
А. Г. МИЛЕХИН

Радиотехнические схемы на полевых транзисторах



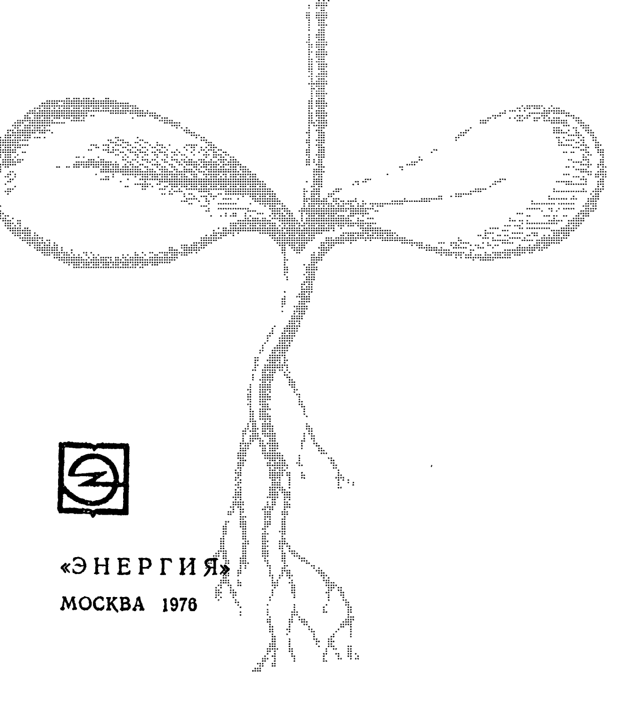
МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Выпуск 924



А. Г. МИЛЕХИН

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СХЕМЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1976

6Ф0.3
М60
УДК 621.396.6 : 621.382.3

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:
Берг А. И., Белкин Б. Г., Борисов В. Г., Ванеев В. И., Геништа Е. Н., Гороховский А. В., Демьянов И. А., Ельяшкевич С. А., Жеребцов И. П., Корольков В. Г., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Чистяков Н. И., Шамшур В. И.

Милехин А. Г.

М60 Радиотехнические схемы на полевых транзисторах. М., «Энергия», 1976.

144 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 924).

В книге рассмотрены принцип действия, основные параметры и свойства полевых транзисторов. Дан широкий обзор применения полевых транзисторов в радиоэлектронной аппаратуре, приведены схемы приборов, выполненных на полевых транзисторах.
Книга рассчитана на широкий круг радиолюбителей.

М $\frac{30404\text{-}499}{051(01)\text{-}76}$ 173-76 6Ф0.3

© Издательство «Энергия», 1976

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бурное развитие радиоэлектроники в настоящее время привело к созданию ряда новых полупроводниковых приборов. Одним из таких приборов является полевой транзистор. Использование полевых транзисторов вместо биполярных позволяет значительно упростить схемы, повысить их надежность, экономичность, уменьшить размеры радиоэлектронных устройств. В некоторых случаях полевые транзисторы могут быть использованы вместо электронных ламп.

В существующей литературе по полевым транзисторам [1—3, 9, 13] изложены физические основы работы полевых транзисторов, характеристики и параметры, технология изготовления. Однако вопросы применения полевых транзисторов в популярной литературе до настоящего времени не освещались.

Автор настоящей книги обобщил материал по применению полевых транзисторов с *p-n*-переходом. Материал представлен в популярной форме и доступен широкому кругу радиолюбителей. В каждой главе книги сначала рассматриваются вопросы, связанные с необходимостью использования полевых транзисторов в конкретных электронных устройствах (УНЧ, УПТ и др.), а затем особенности схемных решений.

В конце книги приводятся описания приборов и систем, разработанных автором.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Транзисторы можно разделить на два класса — биполярные и униполярные. В биполярных транзисторах как положительные, так и отрицательные носители принимают участие в работе прибора, отсюда и термин «биполярный». Заряд избыточных неосновных носителей, инжектированных в базу, компенсируется равным по величине зарядом основных носителей, так что электрическая нейтральность в базе сохраняется. С другой стороны, в униполярных приборах ток обусловлен только свободными основными носителями в проводящем канале и влияние малого количества неосновных носителей несущественно, отсюда и термин «униполярный» [1].

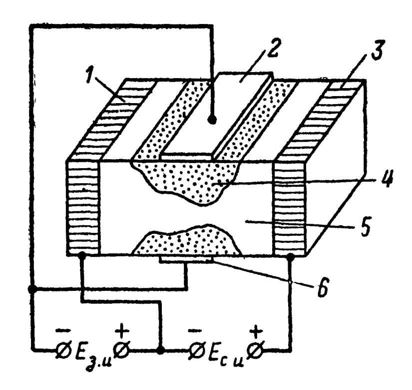


Рис. 1. Схематичное изображение полевого транзистора с *p-n*-переходом..

1 — исток; *2* — затвор *p*-типа; *3* — сток; *4* — обедненная область; *5* — канал *n*-типа; *6* — затвор *p*-типа.

Полевой транзистор (ПТ) является униполярным прибором, в котором количество носителей в токе через проводящую область определяется электрическим полем, приложенным к поверхности (или *p-n*-переходу) полупроводника. В полевом транзисторе поток электронов направлен от истока, представляющего омический контакт, через проводящий канал к стоку, также представляющему омический контакт (рис. 1). Канал имеет длину в направлении протекания тока и соответственно ширину в направлении, перпендикулярном току и поверхности.

В полевом транзисторе с *p-n*-переходом управляющим электродом (затвором) является слой полупроводника, тип проводимости которого (*p*-тип) противоположен типу проводимости канала (*n*-тип). Управляющий *p-n*-переход, обратно смещенный относительно канала, образует изолирующий обедненный слой, который, распространяясь в проводящий канал, эффективно ограничивает его размеры. Увеличение отрицательного потенциала вызывает дальнейшее сужение канала, уменьшающее его проводимость, а уменьшение отрицательного потенциала наоборот, приводит к расширению канала, увеличивающему его проводимость. При определенном значении напряжения на затворе, называемом напряжением отсечки, проводимость канала в идеальном случае уменьшается до нуля.

Нормальная работа ПТ с каналом *p*-типа обеспечивается подачей положительного смещения на затвор.

Максимальный ток стока и максимальная крутизна у ПТ с управляющим *p-n*-переходом (как с каналом *p*-типа, так и с каналом *n*-типа) наблюдается при нулевом смещении на затворе. При подаче прямого смещения на затвор ПТ появляется прямой ток через участок затвор—исток и резко уменьшается входное сопротивление транзистора.

На сток полевого транзистора с каналом *n*-типа необходимо подавать напряжение положительной полярности, а с каналом *p*-типа — отрицательной полярности.

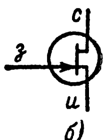


Рис. 2. Условные обозначения ПТ с *p-n*-переходом.

а — с каналом *p*-типа; *б* — с каналом *n*-типа.

Условные обозначения полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом приведены на рис. 2.

2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Ток насыщения $I_{с0}$ в цепи стока транзистора, включенного по схеме с общим истоком, при затворе накоротко замкнутым с истоком (т. е. при $U_{з.и}=0$) — характерен лишь для полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом.

Ток стока в рабочей точке можно определить по следующей формуле [2]:

$$I_с = I_{с0} (1 - U_{з.и}/U_{отс})^2, \qquad (1)$$

где $U_{отс}$ — напряжение отсечки.

Уравнение (1) является приближенным для характеристики передачи любого полевого транзистора (особенно с малыми напряжениями отсечки).

Напряжение отсечки $U_{отс}$ — один из основных параметров, характеризующих полевой транзистор. При напряжении на затворе, численно равном напряжению отсечки, практически полностью перекрывается канал полевого транзистора, и ток стока при этом стремится к нулю.

Измерение истинного значения напряжения отсечки (при полном перекрытии канала) произвести довольно трудно, так как при этом приходится иметь дело с чрезвычайно малыми токами стока, к тому же зависящими от сопротивления изоляции. В справочных данных на полевые транзисторы всегда указывается, при каком значении тока стока произведены измерения напряжения отсечки. Так, например, для транзисторов КП102 напряжения $U_{отс}$ получены при токе стока 20 мкА, а у транзистора КП103 — при токе стока 10 мкА.

Крутизна проходной характеристики. Входное сопротивление полевых транзисторов со стороны управляющего электрода составляет 10^7—10^9 Ом для транзисторов с *p-n*-переходом. Так как входные токи полевых транзисторов чрезвычайно малы, то управление током в выходной цепи осуществляется входным напряжением. По-

этому усилительные свойства полевого транзистора, как и электронных ламп, целесообразно характеризовать крутизной проходной характеристики.

Крутизна полевых транзисторов

$$S = \frac{\Delta I_с}{\Delta U_{з.и}} \text{ при } U_{с.и} = \text{const}.$$

Максимальное значение крутизны характеристики $S_{макс}$ достигается при $U_{з.и}=0$. При этом численное значение $S_{макс}$ равно проводимости канала полевого транзистора при нулевых смещениях на его электродах.

Крутизна характеристики полевых транзисторов на 1—2 порядка меньше, чем у биполярных транзисторов, поэтому при малых сопротивлениях нагрузки коэффициент усиления каскада на полевом транзисторе меньше коэффициента усиления аналогичного каскада на биполярном транзисторе.

В большинстве случаев крутизну характеристики полевых транзисторов считают частотно-независимым параметром. Поэтому быстродействие электронных схем на полевых транзисторах ограничено в основном паразитными параметрами схемы.

Выражение для крутизны характеристики в рабочей точке ПТ получим, используя (1):

$$S = S_{макс} (1 - U_{з.и}/U_{отс}), \tag{2}$$

где $U_{з.и}$ — напряжение затвор—исток, при котором вычисляется S;

$$S_{макс} = 2 \frac{I_{с0}}{U_{отс}}. \tag{3}$$

Соотношение (3) позволяет по двум известным параметрам рассчитать третий.

Пробивное напряжение. Механизм пробоя полевого транзистора можно объяснить возникновением лавинного процесса в переходе затвор — канал. Обратное напряжение диода затвор — канал изменяется вдоль длины затвора, достигая максимального значения у стокового конца канала. Именно здесь происходит пробой полевого транзистора. Если выводы стока и истока поменять местами, то пробивное напряжение почти не изменится. Например, у транзистора КП102 пробой наступает при суммарном напряжении между затвором и стоком, равном 30 В. Это напряжение является минимальным; фактически напряжение пробоя составляет в среднем около 55 В, а у отдельных экземпляров достигает 120 В [29].

Пробой не приводит к выходу из строя ПТ с управляющим *p-n*-переходом, если при этом рассеиваемая мощность не превышает допустимой. После пробоя в нормальном рабочем режиме эти транзисторы восстанавливают свою работоспособность. Это свойство транзисторов с *p-n*-переходом дает им известное преимущество перед МОП-транзисторами, у которых пробой однозначно приводит к выходу прибора из строя.

Однако необходимо оговориться, что и для ПТ с *p-n*-переходом пробой не всегда безвреден. Степень его влияния на параметры транзистора определяется значением и продолжительностью действия тока, протекающего при этом через затвор. Так, в результате

пробоя может увеличиться ток утечки затвора в нормальном режиме [29].

Динамическое сопротивление канала $r_к$ определяется выражением

$$r_к = \frac{\Delta U_с}{\Delta I_с} \text{ при } U_{з.и} = \text{const}.$$

Это сопротивление при $U_{с.и}=0$ и произвольном смещении $U_{з.и}$ можно выразить через параметры транзистора [2]:

$$r_к = \frac{U_{отс}}{2I_{с0}(1 - U_{з.и}/U_{отс})}. \qquad (4)$$

При малом напряжении сток — исток вблизи начала координат ПТ ведет себя как переменное омическое сопротивление, зависящее от напряжения на затворе. Это остается справедливым даже в случае изменения полярности напряжения стока (см. рис. 4); необходимо только, чтобы напряжение на затворе было больше, чем на стоке [13].

Минимальное значение сопротивления канала $r_{к0}$ наблюдается при $U_{з.и}=0$: при увеличении обратного напряжения на затворе сопротивление канала нелинейно увеличивается (см. рис. 26). Значение $r_{к0}$ определяется по стоковой характеристике транзистора как тангенс угла наклона касательной к кривой $I_с=f(U_с)$ при $U_{з.и}=0$ в точке $U_{с.и}=0$.

Для приближенных расчетов имеет место простое соотношение

$$r_{к0} \approx 1/S_{макс}. \qquad (5)$$

3. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

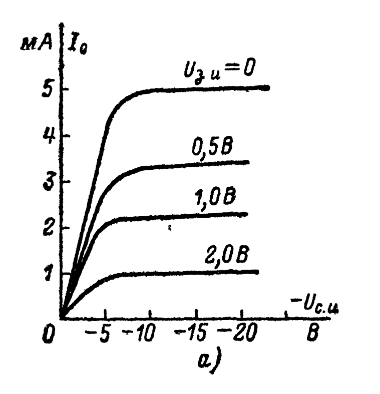
Ток стока ПТ зависит как от значения, так и от полярности напряжений сток — исток и затвор — исток. При постоянном смещении на затворе увеличение напряжения на стоке от нуля вызывает резкое возрастание тока стока, которое продолжается до наступления насыщения тока стока. Затем ток устанавливается и остается относительно постоянным. Эта зависимость показана на рис. 3, *а* для типичного полевого прибора с *p-n*-переходом. Для сравнения на рис. 3, *б* приведены коллекторные характеристики биполярного транзистора.

Характеристики транзисторов обоих видов похожи друг на друга, за исключением того, что у биполярного транзистора перегиб характеристик происходит при значительно более низких напряжениях на коллекторе.

На выходной характеристике ПТ можно выделить две характерные области (рис. 4). При малых напряжениях сток — исток (область *АВ*) сопротивление канала имеет омический характер, и ток может протекать в обоих направлениях. В этом состоит отличие полевых транзисторов от электронных ламп, в которых поток электронов всегда имеет одно направление — от катода к аноду. Рабочая область *АВ* выходной характеристики ПТ используется в том случае, когда полевой транзистор применяется в схеме в качестве

переменного сопротивления, управляемого напряжением (аттенюаторы, регуляторы АРУ).

В области насыщения тока (область *BC* на рис. 4) часть канала обеднена носителями заряда из-за влияния электрического поля между затвором и каналом, благодаря чему сопротивление канала становится значительным. Дальнейшее увеличение напряжения меж-



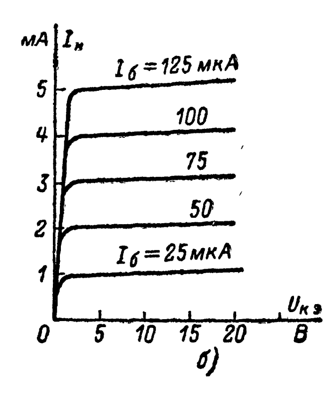


Рис. 3. Выходные характеристики транзисторов.

а — ПТ с *p-n*-переходом; *б* — биполярного транзистора.

ду стоком и истоком в этой области вызывает относительно небольшое изменение тока стока, который практически будет зависеть только от напряжения на затворе [1].

Характерной особенностью полевых транзисторов является то, что напряжение, соответствующее точке *B* характеристики (точка перегиба характеристики на рис. 4, после которой идет область насыщения), при напряжении на затворе, равном нулю, численно равно напряжению отсечки и называется напряжением насыщения.

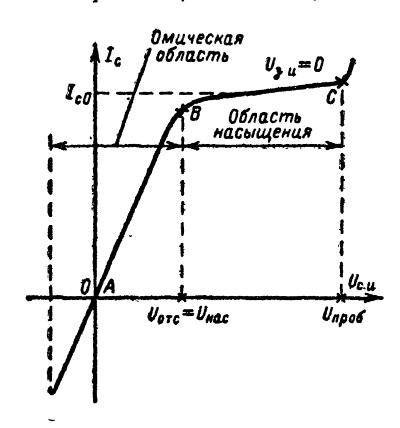


Рис. 4. Выходная характеристика ПТ при $U_{з.и}=0$.

Входные характеристики полевого транзистора существенно отличаются от характеристик биполярного транзистора. Входные характеристики последнего подобны характеристикам открытого полупроводникового диода, в то время как у полевого транзистора они подобны характеристикам запертого диода (смещенного в обратном направлении). Поэтому ток затвора очень мал. Он равен несколь-

ким наноамперам (для ПТ с управляющим *p-n*-переходом) при температуре 25° С и экспоненциально зависит от температуры.

Проходная характеристика, показывающая зависимость тока стока от напряжения на затворе, изображена на рис. 5. С достаточной для практических расчетов точностью проходная характеристика полевого транзистора определяется выражением (1), т. е. носит квадратичный характер. Эта особенность проходной характеристики используется в преобразователях частоты для уменьшения перекрестной модуляции и помех от гармоник гетеродина.

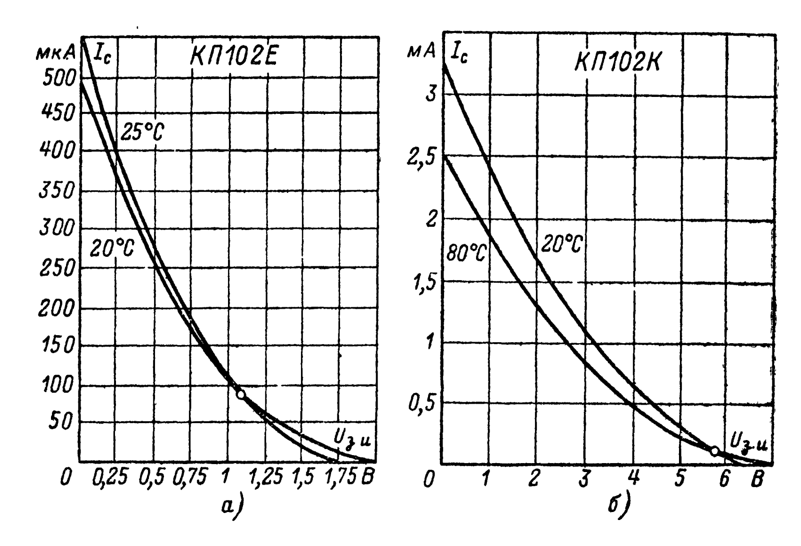


Рис. 5. Проходные характеристики ПТ при различной температуре.

4. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЭФФЕКТЫ

В полевых транзисторах существуют три основных температурных эффекта. Первый обусловлен током утечки, который протекает через закрытый переход затвор — исток и обычно экспоненциально зависит от температуры. Этот ток может изменить напряжение смещения, если сопротивление резистора в цепи затвора достаточно велико. Эффект особенно сильно сказывается при высоких температурах и практически отсутствует у полевых транзисторов с изолированным затвором.

Второй эффект обусловлен изменениями контактной (барьерной) разности потенциалов (φ) *p-n*-перехода при колебаниях температуры окружающей среды, причем температурный коэффициент оказывается отрицательным и составляет около 2,2 мВ/°С. Если напряжение на затворе поддерживается постоянным, то отрицательный температурный коэффициент для φ приводит к положительному температурному коэффициенту для тока стока.

Зависимость тока стока от контактной разности потенциалов сильнее проявляется у полевых транзисторов с низким напряжением отсечки. Для транзисторов с весьма низким значением $U_{отс}$ этот эффект оказывается преобладающим и результирующий температурный коэффициент для $I_с$ будет положительным.

Третий эффект связан с температурными изменениями удельного сопротивления канала, причем температурный коэффициент сопротивления оказывается положительным. Если напряжение отсечки достаточно велико, то изменение барьерного потенциала будет в меньшей степени влиять на ток стока, чем изменение удельного сопротивления. В этом случае результирующий температурный коэффициент для тока стока $I_с$ оказывается отрицательным.

Эти два последних, противоположных друг другу процесса при определенном выборе рабочей точки могут взаимно компенсироваться, и ток стока будет практически постоянным в широком диапазоне температур. На рис. 5 показано расположение такой термостабильной точки у полевых транзисторов типа КП102. Ориентировочное положение термостабильной точки можно найти по формуле [2]

$$U_{з\,и\,T°} = U_{отс} - 0{,}63\,В. \qquad (6)$$

Следует отметить, что в термостабильной точке стабилизируется только значение тока стока, но не крутизна проходной характеристики.

Из выражения (6) и рис. 5 следует, что термостабильной точке у ПТ с большим напряжением отсечки соответствуют малые значения тока стока и крутизны.

Полевые транзисторы, являясь кремниевыми приборами, сохраняют свою работоспособность при повышении температуры окружающей среды до +120° С.

В области низких температур окружающей среды полевые транзисторы работают значительно лучше, чем биполярные. Более того, в условиях работы при низких температурах электрические параметры полевых транзисторов улучшаются: возрастает входное сопротивление, несколько увеличивается крутизна характеристики и уменьшается уровень шумов.

В [30] приводятся результаты исследований зависимости параметров полевых транзисторов типа КП303 с понижением температуры до —150° С. Установлено, что при охлаждении ток затвора у исследованных полевых транзисторов уменьшается на три порядка, а крутизна увеличивается в среднем в 1,7 раза.

5. ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА

Шумы в полевых транзисторах включают в себя, как и в других твердотельных приборах, три составляющие: тепловой, дробовой и $1/f$-шум (его иногда называют избыточным).

Тепловой шум вызывается колебаниями носителей в проводящей среде в условиях теплового равновесия. Этот шум по своей природе аналогичен хорошо известному шуму сопротивления и может быть представлен генератором тока со среднеквадратичным значением [1]

$$\overline{i^2} = \frac{4kT\Delta f}{R}, \qquad (7)$$

включенным параллельно сопротивлению R; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура прибора; Δf — полоса пропускания.

В работе [4] сделан вывод, что в полевом транзисторе с управляющим p-n-переходом при отсутствии $1/f$-шума тепловой шум на низких частотах является доминирующим.

Дробовой шум является следствием дискретности носителей заряда и хаотичности их образования Другими словами, причиной возникновения этой компоненты шума являются индивидуальные события, связанные с генерацией и рекомбинацией носителей. Этим явлениям сопутствуют флюктуации тока, пропорциональные его значению, которые могут быть представлены как

$$\overline{i^2} = j2qI\Delta f, \tag{8}$$

где q — заряд электрона; $j=1$ для случая чисто хаотических событий, но может быть и меньше единицы при наличии физических механизмов, включающих эффект сглаживания.

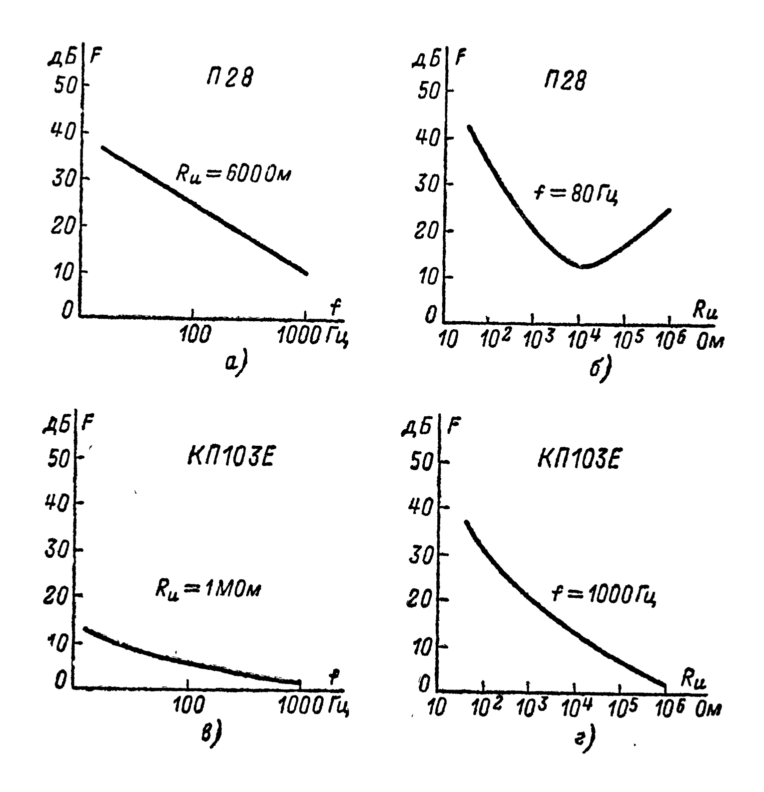


Рис. 6. Зависимости коэффициента шума от частоты и сопротивления источника сигнала биполярного транзистора (*а*, *б*) и полевого (*в*, *г*).

В полевом транзисторе с p-n-переходом дробовой шум определяется флюктуациями тока, текущего через обратносмещенный p-n-переход. Другими возможными источниками дробового шума являются генерация и рекомбинация носителей в канале, а также ток, протекающий в области пространственного заряда «отсеченного» канала.

На низких частотах наиболее важной составляющей шума в полевых транзисторах является $1/f$-шум, удельная мощность которого обратно пропорциональна частоте. Обратная пропорциональность здесь носит приближенный характер, и любой шум, имеющий спектр такого характера, обычно называют $1/f$-шумом. К этому типу шума относят также мерцания. В реальных приборах указанный компонент шума имеет существенное значение только на низких частотах. Считают, что чаще всего причиной $1/f$-шума являются изменения электрических свойств материала, возникающие из-за определенных физико-механических явлений. Особенно часто шум такого характера дают поверхности, поскольку они являются областями материала, чрезвычайно подверженными влиянию электрических полей, вызывающих токи утечки.

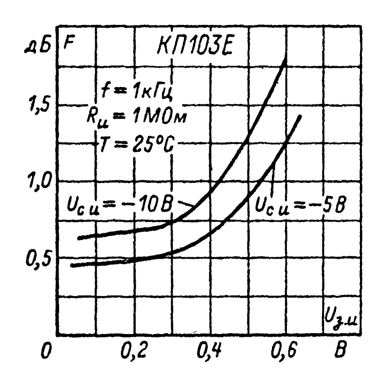


Рис. 7. Зависимость коэффициента шума полевого транзистора типа КП103Е от смещения.

Более подробные сведения о причинах возникновения шумов и об их математических выражениях можно найти в литературе [2, 5]. На рис. 6, *а*, *б* приведены зависимости коэффициента шума от частоты и сопротивления источника сигнала для биполярного транзистора типа П28, а на рис. 6, *в*, *г* — полевого транзистора типа КП103.

Коэффициент шума полевого транзистора при малом сопротивлении источника сигнала достаточно велик и при $R_г = 1$ кОм лежит в пределах 30—50 дБ. Оптимальное же сопротивление источника сигнала 1—10 МОм. Так, для полевого транзистора КП103 при сопротивлении $R_г = 1$ МОм коэффициент шума, измеренный на частоте 1 кГц, равен 1 дБ, а у биполярного малошумящего транзистора П28 при тех же условиях измерения коэффициента шума $F \approx 25$ дБ. Отсюда следует, что ПТ необходимо использовать в случае высокоомного источника сигнала, поскольку при этом они обеспечивают меньший коэффициент шума, нежели биполярные транзисторы.

Коэффициент шума полевых транзисторов зависит от режима работы транзистора. С увеличением напряжения смещения на затворе (рис. 7) он увеличивается, что обусловлено уменьшением крутизны характеристики полевого транзистора. При увеличении напряжения на стоке коэффициент шума увеличивается, но в меньшей степени, по сравнению с действием напряжения смещения. Оптимальным режимом для полевых транзисторов является режим малых напряжений на затворе и на стоке.

При использовании полевых транзисторов во входных каскадах малошумящих усилителей оптимальный режим по питанию можно выбрать следующим образом. Взяв, например, транзистор КП103Е, по зависимости фактора шума от смещения (рис. 7) выбираем напряжение $U_{з.и}=0{,}2$ В. По справочным данным транзистора КП103Е находим напряжение отсечки 0,4—1,5 В. Для того чтобы не было нелинейных искажений, напряжение на стоке должно быть несколько больше напряжения отсечки, например 1,8 В (если входной сигнал незначителен — десятки микровольт). Таким образом, выбран оптимальный режим с минимальным F_0.

6. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Быстродействие полевых транзисторов находится в прямой зависимости от времени пролета носителей вдоль канала и времени перезаряда емкости затвора через сопротивление канала. Ввиду малого времени пролета носителей им пренебрегают и быстродействие транзистора характеризуют коэффициентом добротности [3]

$$f_{\text{T}}=S/2\pi C_{з}, \quad (9)$$

где $C_з$ — полная емкость затвора относительно истока и стока.

Значение f_{T} достигает 80—100 МГц, т. е. приближается к граничным частотам биполярных транзисторов.

При использовании полевых транзисторов в усилительных схемах надо учитывать, что применение их в качестве приборов с высоким входным сопротивлением ограничивается частотами до нескольких сотен килогерц (для ПТ с управляющим p-n-переходом), это связано с большой входной емкостью транзистора. Так, если входная емкость транзистора равна 20 пФ (транзистор КП103), то на частоте 100 кГц его входное сопротивление будет составлять 150 кОм.

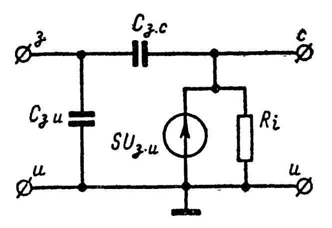


Рис. 8. Упрощенная эквивалентная схема ПТ.

Простейшая эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим p-n-переходом приведена на рис. 8, где R_i — выходное дифференциальное сопротивление. Генератор тока $SU_{з\,и}$ отражает усилительные свойства транзистора. Такая эквивалентная схема может использоваться на средних частотах.

7. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Информацию о некоторых параметрах полевого транзистора можно получить из семейства статических вольт-амперных характеристик. Методика снятия этих характеристик не отличается от ана-

логичной методики для вакуумных ламп. Самым простым методом является снятие характеристик по точкам. Поскольку схема с общим истоком является типовой, то обычно при снятии вольт-амперных характеристик исток заземляется, а к стоку и затвору подключаются регулируемые источники напряжения соответствующей полярности и измерительные приборы (рис. 9).

Полное семейство выходных вольт-амперных характеристик $I_c = f(U_{с.п})$ при $U_{з.и} = \text{const}$ можно получить также с помощью характериографа. При этом на сток полевого транзистора необходимо подавать напряжение развертки пилообразной формы, а на затвор — ступенчатое напряжение.

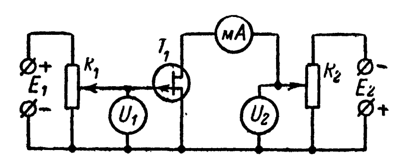


Рис. 9. Схема для снятия вольт-амперных характеристик ПТ.

Ток насыщения стока I_{c0} и напряжение отсечки $U_{отс}$ принято измерять при напряжении на стоке, равном 10 В, и напряжении на затворе $U_{з.и} = 0$. Эти параметры характеризуют в то же самое время положение точки перегиба характеристики. Ранее было показано, что

$$I_c = I_{c0} (1 - U_{з.и}/U_{отс})^2.$$

Из этой формулы видно, что параметров I_{c0} и $U_{отс}$ вполне достаточно для построения проходных характеристик прибора.

Параметром, характеризующим усилительные свойства ПТ, является крутизна S.

Для ее измерения используем схему, показанную на рис. 9, Резисторами R_1 и R_2, которые должны быть низкоомными, устанавливают необходимые напряжения на затворе и стоке (обычно желаемый рабочий режим). После этого несколько увеличивают напряжение на затворе и замечают, насколько изменился ток стока. Зная эти изменения, можно определить крутизну, мА/В,

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{з.и}},$$

где ΔI_c — изменение тока стока, мА; $\Delta U_{з.и}$ — изменение напряжения на затворе, В.

Чем меньше приращения указанных величин, тем больше точность измерений.

Определить напряжение отсечки можно в этой же схеме включения [16]. Следует заметить, что точно измерить напряжение $U_{отс}$ весьма сложно. Это связано с тем, что надо отмечать весьма малые изменения слабого тока. Поэтому предлагается проводить измерение $U_{отс}$ следующим способом [2]. Определив значение I_{c0}, отмечают, при каком напряжении на затворе $U_{з.и}$ ток стока становится равным $I_c = 0{,}1 I_{c0}$.

Подставив эти значения в выражение (1) для тока стока, получим для данных условий:

$$U_{отс} = 1{,}46\, U_{з.и}.$$

ГЛАВА ВТОРАЯ

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Применение полевых транзисторов во входных каскадах усилителей низкой частоты, предназначенных для работы от высокоомных источников сигнала, позволяет улучшить коэффициент передачи и существенно понизить коэффициент шума таких усилителей. Высокое входное сопротивление ПТ позволяет избежать необходимости использования переходных конденсаторов большой емкости. Применение ПТ в первом каскаде УНЧ радиоприемника увеличивает входное сопротивление до 1—5 МОм. Такой УНЧ не будет нагружать оконечный каскад усилителя промежуточной частоты. Используя это свойство полевых транзисторов (высокое $R_{вх}$), можно значительно упростить целый ряд схем; при этом уменьшаются габариты, масса и потребление энергии от источника питания.

В данной главе рассматриваются принципы построения и схемы УНЧ на полевых транзисторах с *p-n*-переходом.

Полевой транзистор может быть включен по схеме с общим истоком, общим стоком и общим затвором. Каждая из схем включения обладает определенными характеристиками, от которых зависит их применение.

8. УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ИСТОКОМ

Это наиболее часто используемая схема включения ПТ, которая характеризуется высоким входным сопротивлением, высоким выходным сопротивлением, коэффициентом усиления по напряжению, большим единицы, а также инвертированием сигнала.

На рис. 10, *а* изображена схема усилителя с общим истоком, в котором имеются два источника питания. Генератор напряжения сигнала $U_{вх}$ подключен ко входу усилителя, а выходной сигнал снимается между стоком и общим электродом.

Фиксированное смещение невыгодно, так как требует дополнительного источника питания, и вообще нежелательно по той причине, что характеристики полевого транзистора значительно изменяются в зависимости от температуры и имеют большой разброс от экземпляра к экземпляру. По этим причинам в большинстве практических схем с полевыми транзисторами применяется автоматическое смещение, создаваемое током самого полевого транзистора на резисторе $R_{и}$ (рис. 10, *б*) и аналогичное автоматическому смещению в ламповых схемах.

Рассмотрим схему с нулевым смещением (рис. 10, *в*). На достаточно низких частотах, когда сопротивлением конденсаторов $C_{з.с}$ (рис. 10, *г*) и $C_{з.и}$ можно пренебречь по сравнению с $R_{з}$, коэффициент усиления по напряжению можно записать [13]:

$$K_{и} = S_{макс} \frac{R_i R_{н}}{R_i + R_{н}}, \tag{10}$$

где R_i — динамическое сопротивление ПТ; оно определяется следующим образом:

$$R_i = dU_{с}/dI_{с} \text{ при } U_{з.и} = \text{const};$$

здесь же заметим, что $SR_i = \mu$, где μ — собственный коэффициент усиления транзистора по напряжению.

Выражение (10) можно записать иначе:

$$K_{\text{и}} = \frac{\mu R_{\text{н}}}{R_i + R_{\text{н}}}. \tag{11}$$

При этом выходное сопротивление усилителя (рис. 10, *в*)

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_i R_{\text{н}}}{R_i + R_{\text{н}}}. \tag{12}$$

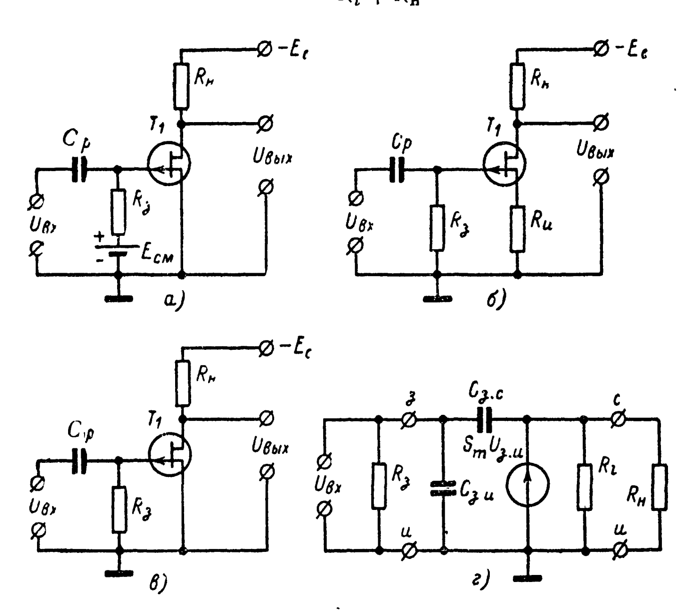


Рис. 10. Схемы включения ПТ с общим истоком.

а — с фиксированным смещением; *б* — с автоматическим смещением; *в* — с нулевым смещением; *г* — эквивалентная схема.

При автоматическом смещении (рис. 10, *б*) режим каскада определяется системой уравнений [32]:

$$\left.\begin{aligned} I_{\text{с}} &= I_{\text{с}0}\,(1 - U_{\text{з.и}}/U_{\text{отс}})^2; \\ U_{\text{з.и}} &= I_{\text{с}} R_{\text{и}}. \end{aligned}\right\}$$

Решение этой системы дает значение тока стока $I_{\text{с}}$ в рабочей точке ПТ:

$$I_{\text{с}} = \frac{U_{\text{отс}}}{R_{\text{и}}} + \frac{U_{\text{отс}}^2}{2R_{\text{и}}^2 I_{\text{с}0}} \left(1 - \sqrt{\frac{4I_{\text{с}0} R_{\text{и}}}{U_{\text{отс}}} + 1}\right). \tag{13}$$

При заданном значении I_c из выражения (13) найдем значение сопротивления в цепи истока:

$$R_и = \frac{U_{отс}}{I_c}\left(1 - \sqrt{I_c/I_{c0}}\right). \qquad (14)$$

Если задано значение напряжения $U_{з.и}$, то:

$$R_и = \frac{U_{з.и}}{I_{c0}(1 - U_{з.и}/U_{отс})^2}. \qquad (15)$$

Значение крутизны для каскада с автоматическим смещением можно найти по выражению

$$S = \frac{1}{R_и}\left(\sqrt{\frac{4R_и I_{c0}}{U_{отс}} + 1} - 1\right). \qquad (16)$$

9. УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ СТОКОМ

Каскад с общим стоком (рис. 11, *а*) часто называют истоковым повторителем. В этой схеме входное сопротивление выше, чем в схеме с общим истоком. Выходное сопротивление здесь низкое; инвертирование сигнала от входа к выходу отсутствует. Коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы, нелинейные искажения сигнала незначительные. Коэффициент усиления по мощности может быть большим из-за значительного отношения входного и выходного сопротивлений.

Истоковый повторитель используется для получения малой входной емкости, для преобразования полного сопротивления в сторону его уменьшения или для работы с большим входным сигналом.

На частотах, где $1/\omega C_{з.и}$ значительно больше, чем R_i и $R_н$ (рис. 11, *б*), входное и выходное напряжения связаны между собой соотношением [13]

$$U_{вх} = U_{з.и} + U_{вых} = U_{вых}\left(1 + \frac{R_i + R_н}{SR_i R_н}\right),$$

откуда коэффициент усиления по напряжению $K_и$

$$K_и = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{SR_э}{1+SR_э}, \qquad (17)$$

где $R_э = \dfrac{R_н R_i}{R_н + R_i}$.

Входное сопротивление каскада, изображенного на рис. 11, *а*, определяется сопротивлением $R_з$. Если $R_з$ соединить с истоком, как показано на рис. 11, *в*, входное сопротивление усилителя резко возрастает:

$$R_{вх} = \frac{R_з}{1 - K_и}. \qquad (18)$$

Так, например, если $R_з=2$ МОм, а коэффициент усиления по напряжению $K_и=0{,}8$, то входное сопротивление истокового повторителя равно 10 МОм.

Входная емкость истокового повторителя для чисто омической нагрузки уменьшается вследствие присущей этой схеме обратной связи:

$$C_{вх} = C_{з.с} + (1 - K_и) C_{з.и}. \qquad (19)$$

Выходное сопротивление $R_{вых}$ истокового повторителя определяется по формуле

$$R_{вых} = \frac{R_i R_н}{(SR_i + 1) R_н + R_i}. \qquad (20)$$

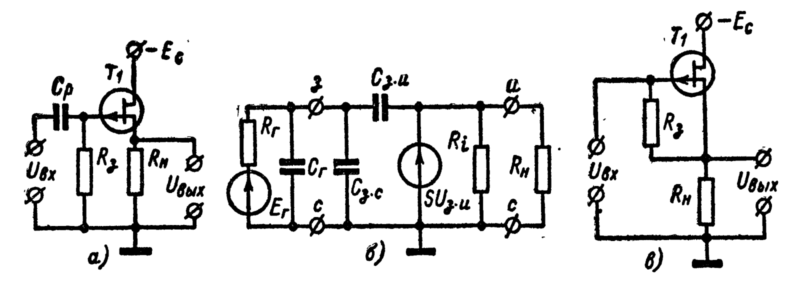


Рис. 11. Схемы усилителей с общим стоком.

а — простейший истоковый повторитель; *б* — эквивалентная схема; *в* — истоковый повторитель с увеличенным сопротивлением смещения.

При $R_i \gg R_н$, что часто имеет место на практике, согласно (20) имеем:

$$R_{вых} = \frac{R_н}{SR_н + 1} = R_н (1 - K_и). \qquad (21)$$

При больших сопротивлениях нагрузки

$$R_{вых} \approx 1/S. \qquad (22)$$

Выходная емкость истокового повторителя

$$C_{вых} = C_{з.с} + C_{з.и} \frac{1 - K_и}{K_и}. \qquad (23)$$

Надо сказать, что коэффициент усиления истокового повторителя слабо зависит от амплитуды входного сигнала, в связи с чем эта схема может быть использована для работы с большим входным сигналом.

10. УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ЗАТВОРОМ

Эта схема включения используется для преобразования низкого входного сопротивления в высокое выходное. Входное сопротивле-

ние имеет здесь примерно то же значение, что и выходное в схеме с общим стоком. Каскад с общим затвором используется также в высокочастотных схемах, так как при этом в большинстве случаев отпадает необходимость в нейтрализации внутренней обратной связи.

Коэффициент усиления по напряжению для схемы с общим затвором [1]

$$K_и = \frac{(SR_i + 1) R_н}{(SR_i + 1) R_г + R_i + R_н}, \qquad (24)$$

где $R_г$ — внутреннее сопротивление генератора входного сигнала.

Входное сопротивление каскада

$$R_{вх} = \frac{R_i + R_н}{1 + SR_i}, \qquad (25)$$

а выходное

$$R_{вых} = \frac{R_i R_н}{R_i + R_н}. \qquad (26)$$

11. ВЫБОР РАБОЧЕЙ ТОЧКИ ПТ

Выбор рабочей точки транзистора определяется [1] максимальным выходным напряжением, максимальной рассеиваемой мощностью, максимальным изменением тока стока, максимальным коэффициентом усиления по напряжению, наличием напряжений смещения, минимальным коэффициентом шума.

Для достижения максимального выходного напряжения следует прежде всего выбрать наибольшее напряжение питания, значение которого ограничивается допустимым напряжением стока транзистора. Чтобы найти нагрузочное сопротивление, при котором получается максимальное неискаженное выходное напряжение, определим последнее как полуразность между напряжением источника питания $E_п$ и напряжением насыщения (равным напряжению отсечки). Разделив это напряжение на выбранное значение тока стока в рабочей точке $I_с$, получим оптимальное значение нагрузочного сопротивления:

$$R_н = \frac{E_п - U_{отс}}{2I_с}. \qquad (27)$$

Минимальное значение рассеиваемой мощности достигается при минимальных напряжении и токе стока. Этот параметр важен для портативной аппаратуры, работающей от батарейных источников питания. В тех случаях, когда требование минимальной рассеиваемой мощности имеет первостепенное значение, необходимо использовать транзисторы с низким напряжением отсечки $U_{отс}$. Ток стока можно уменьшить при помощи изменения напряжения смещения на затворе, но при этом необходимо иметь в виду снижение крутизны, сопровождающее уменьшение тока стока.

Минимальный температурный дрейф тока стока для некоторых транзисторов может быть достигнут путем совмещения рабочей точки с точкой на проходной характеристике транзистора, имеющей нулевой температурный коэффициент. При этом ради точной компенсации приносится в жертву взаимозаменяемость транзисторов.

Максимальный коэффициент усиления при малых значениях нагрузочного сопротивления достигается при работе транзистора в точке с максимальной крутизной. У полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом этот максимум имеет место при напряжении затвор — исток, равном нулю.

Минимум коэффициента шума достигается установлением режима малых напряжений на затворе и стоке (§ 5).

12. ВЫБОР ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОТСЕЧКИ

В ряде случаев выбор ПТ по напряжению отсечки оказывает решающее влияние на работу схемы [9]. Транзисторы с низким напряжением отсечки имеют ряд преимуществ в схемах, где используются маломощные источники питания и где требуется большая температурная стабильность.

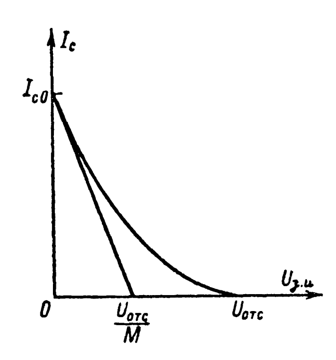


Рис. 12. Характеристика передачи ПТ.

Рассмотрим, что происходит, когда два полевых транзистора, имеющих различные напряжения отсечки, используются в схеме с общим источником при одинаковом напряжении питания и нулевом смещении на затворе.

Обозначим $U_{отс1}$ — напряжение отсечки транзистора $ПТ_1$ и $U_{отс2}$ — напряжение отсечки транзистора $ПТ_2$, при этом $U_{отс1} < U_{отс2}$. Если сопротивление нагрузки в обоих случаях выбирается таким образом, что

$$U_{c1} = U_{c2} = U_c \geqslant U_{отс2},$$

где U_{c1} и U_{c2} — напряжения на стоках первого и второго ПТ соответственно,

$$I_{c01} R_{н1} = I_{c02} R_{н2} = E_п - U_c. \qquad (28)$$

Введем термин «показатель качества» [2]:

$$M = \frac{S_{макс} U_{отс}}{I_{c0}}. \qquad (29)$$

Значение M можно уяснить из рис. 12, на котором представлена типичная характеристика передачи полевого транзистора с каналом *p*-типа.

Наклон кривой при $U_{з.и}=0$ равен $S_{макс}$. Если касательную в точке $U_{з.и}=0$ продолжить до пересечения с осью абсцисс, то она отсечет на этой оси отрезок $U_{отс}/M$. Это легко показать, исходя из (29):

$$S_{макс}=M\frac{I_{c0}}{U_{отс}}. \qquad (30)$$

Следовательно, M есть мера нелинейности проходной характеристики полевого транзистора. В [2] показано, что при изготовлении полевых транзисторов диффузионным методом $M=2$.

Найдем значение тока I_{c0} по выражению (30):

$$I_{c0}=\frac{S_{макс}U_{отс}}{M}.$$

Подставив его значение в (28), получим:

$$\frac{S_{макс1}U_{отс1}}{M}R_{н1}=\frac{S_{макс2}U_{отс2}}{M}R_{н2}=E_{п}-U_{c}. \qquad (31)$$

Если в формуле (10) положить $R_i \gg R_{н}$, то коэффициент усиления по напряжению для схемы с общим истоком

$$K_{и}=S_{макс}R_{н}. \qquad (32)$$

Подставив значение коэффициента усиления (32) в выражение (31), получим:

$$K_{и1}=\frac{E_{п}-U_{c}}{U_{отс1}}M;\ K_{и2}=\frac{E_{п}-U_{c}}{U_{отс2}}M. \qquad (33)$$

Из соотношения (33) можно сделать следующий вывод: при заданном напряжении питания коэффициент усиления каскада обратно пропорционален напряжению отсечки полевого транзистора. Так, для полевых транзисторов, изготовленных методом диффузии, $M=2$ и при $U_{отс1}=1{,}5$ В (КП103Е), $U_{отс2}=7$ В (КП103М), напряжении питания 12,6 В и $U_{c}=7$ В коэффициенты усиления каскадов равны соответственно 7,5 и 1,6. Коэффициент усиления каскада с $ПТ_1$ возрастает еще больше, если за счет увеличения сопротивления нагрузки $R_{н}$ уменьшить U_{c} до 1,6 В. Следует отметить, что в этом случае при неизменном напряжении питания $E_{п}$ транзистор с малой крутизной может обеспечить больший коэффициент усиления по напрчжению, чем транзистор с большей крутизной (за счет большего сопротивления нагрузки).

В случае малого сопротивления нагрузки $R_{н}$ желательно использовать полевые транзисторы с большим напряжением отсечки для получения большего коэффициента усиления (за счет увеличения S).

У транзисторов с низким напряжением отсечки изменение тока стока от температуры много меньше, чем у транзисторов с большим напряжением отсечки, и поэтому требования к стабилизации рабочей точки ниже. При смещениях на затворе, задающих нулевой температурный коэффициент изменения тока стока, у транзисторов с меньшим напряжением отсечки ток стока выше, чем у транзи-

стора с более высоким напряжением отсечки. Кроме того, поскольку напряжение смещения на затворе (при нулевом температурном коэффициенте) у второго транзистора больше, то транзистор будет работать в режиме, при котором сильнее сказывается нелинейность его характеристик [9].

При заданном напряжении питания полевые транзисторы с низким напряжением отсечки позволяют получить больший динамический диапазон. Например, из двух транзисторов, имеющих напряжение отсечки 0,8 и 5 В при напряжении питания 15 В и максимальном сопротивлении нагрузки, рассчитываемом из соотношения (27), на выходе первого можно получить удвоенную амплитуду выходного сигнала (определяемую как разницу между $E_п$ и $U_{отс}$), равную 14,2 В, в то время как во втором — лишь 10 В. Различие в усилении будет еще более наглядным, если $E_п$ уменьшить. Так, если напряжение питания снизить до 5 В, то удвоенная амплитуда выходного напряжения первого транзистора будет составлять 4,2 В, второй же транзистор использовать для этих целей практически невозможно [9].

13. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ

Величина нелинейных искажений, возникающих в усилителях на ПТ, определяется многими параметрами схемы: смещением, рабочим напряжением, сопротивлением нагрузки, уровнем входного сигнала, характеристиками полевых транзисторов.

При подаче на вход усилителя с общим истоком синусоидального напряжения $U_1 \sin \omega t$ мгновенное значение полного напряжения в цепи затвор — исток можно записать

$$u_{з.и} = E_{см} + U_1 \sin \omega t,$$

где $E_{см}$ — напряжение внешнего смещения, поданного на затвор.

Учитывая квадратичную зависимость тока стока от напряжения на затворе (1), мгновенное значение $i_с$ будет равно:

$$i_с = \frac{I_{с0}}{U^2_{отс}} (E_{см} - U_{отс} + U_1 \sin \omega t)^2. \tag{33а}$$

Раскрыв скобки в уравнении (33а), получим развернутое выражение для тока стока:

$$i_с = \frac{I_{с0}}{U^2_{отс}} \left[(E_{см} - U_{отс})^2 + \frac{U_1^2}{2} + \right.$$

$$\left. + 2 (E_{см} - U_{отс}) U_1 \sin \omega t - \frac{U_1^2}{2} \cos 2\omega t \right]. \tag{33б}$$

Из выражения (33б) видно, что в выходном сигнале наряду с постоянной составляющей и первой гармоникой содержится вторая гармоника частоты входного сигнала.

Нелинейные искажения определяются отношением среднеквадратичного значения всех гармоник к среднеквадратичному значению

основной гармоники в выходном сигнале. Используя это определение, из выражения (33б) найдем коэффициент гармоник, выразив ($E_{см}$—$U_{отс}$) через $I_{с0}$ [2]:

$$K_г = \frac{U_1}{4U_{отс}} \sqrt{\frac{I_{с0}}{I_с}}. \quad (33в)$$

Выражение (33в) дает лишь приблизительный результат, поскольку реальные проходные характеристики ПТ отличаются от описываемых выражением (1).

Для достижения минимальных нелинейных искажений необходимо [10]:

поддерживать значение $U_{с.и}$ достаточно большим для того, чтобы при максимальном перепаде выходного сигнала соблюдалось условие

$$U_{с.и} \geqslant (1,5 \div 3)\, U_{отс};$$

не работать при напряжениях затвор — сток, близких к пробою;
сопротивление нагрузки выбирать достаточно большим.

На рис. 16, *в* приведена схема, в которой полевой транзистор работает с большим $R_н$, чем обеспечиваются малые искажения и высокое усиление. В качестве сопротивления нагрузки здесь используется второй полевой транзистор T_2. Эта схема обеспечивает коэффициент усиления по напряжению порядка 40 дБ при $E_{пит}$=9 В.

Выбор типа ПТ, обеспечивающего наименьшие искажения, зависит от уровня входного сигнала, напряжения питания и требуемой полосы пропускания. При большом уровне выходного сигнала и значительной полосе пропускания желательны ПТ с большим $U_{отс}$. При малом уровне входного сигнала или низком напряжении питания предпочтительны ПТ с малым $U_{отс}$.

14. СТАБИЛИЗАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

Коэффициент усиления УНЧ на ПТ, как и на других активных элементах, подвержен влиянию различных дестабилизирующих факторов, под действием которых он изменяет свое значение. Один из таких факторов — изменение окружающей температуры. Для борьбы с этими явлениями в основном применяются те же методы, что и в схемах на биполярных транзисторах: используют отрицательную обратную связь как по току, так и по напряжению, охватывающую один или несколько каскадов, вводят в схему температурно-зависимые элементы.

В полевом транзисторе с *p-n*-переходом под действием температуры изменяется по экспоненциальному закону ток обратносмещенного затвора, изменяются ток стока и крутизна.

Воздействие изменения тока затвора $I_з$ на коэффициент усиления можно ослабить, уменьшая сопротивление резистора $R_з$ в цепи затвора. Для уменьшения влияния изменений тока стока, как и в случае применения биполярных транзисторов, может использоваться отрицательная обратная связь по постоянному току (рис. 13, *а*).

Рассмотрим более подробно некоторые способы уменьшения влияния на коэффициент усиления изменений крутизны *S*.

В режиме усиления слабых сигналов коэффициент усиления некомпенсированного каскада на полевом транзисторе падает при повышении температуры. Например, коэффициент усиления схемы на рис. 13, *а*, равный 13,5 при 20° С, уменьшается до 12 при +60° С. Это уменьшение обусловлено в первую очередь температурным изменением крутизны полевого транзистора. Параметры смещения, та-

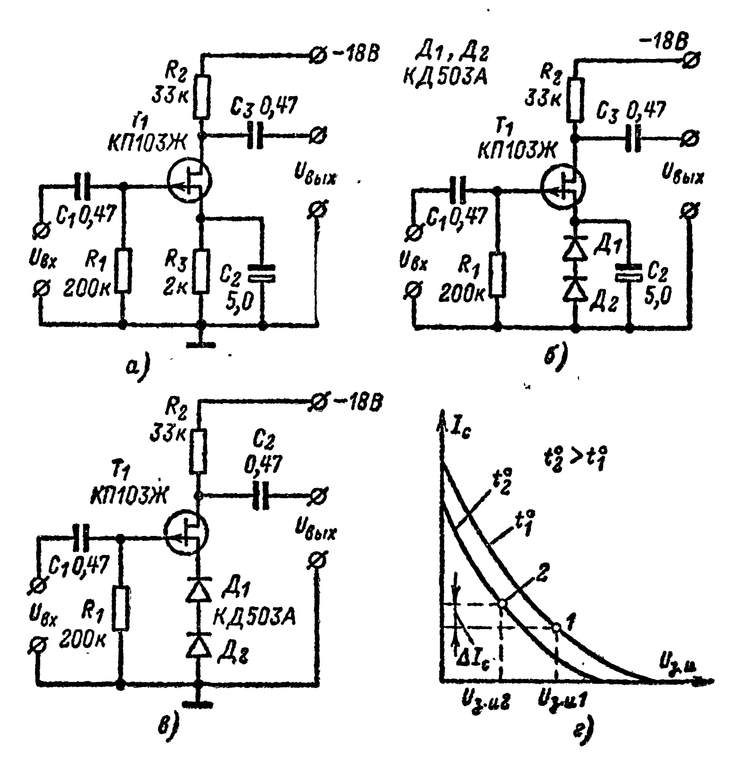


Рис. 13. Схемы усилителей со стабилизацией коэффициента усиления.

а — некомпенсированный каскад; *б* — компенсированный каскад усиления; *в* — компенсированный каскад усиления с ООС; *г* — переходная характеристика.

кие как ток стока $I_с$, напряжение между затвором и истоком $U_{з.и}$ и напряжение между истоком и стоком $U_{с\ и}$ изменяются незначительно благодаря существующей обратной связи по постоянному току.

Включив несколько обычных диодов в цепь отрицательной обратной связи между затвором и истоком (рис. 13, *б*), можно стабилизировать коэффициент усиления усилителя без введения дополнительных каскадов. При увеличении температуры снижается прямое напряжение каждого диода, что в свою очередь приводит к уменьшению напряжения $U_{з.и}$.

Экспериментально показано [18], что результирующее изменение напряжения перемещает рабочую точку таким образом, что крутизна S относительно стабильна в определенных пределах изменения температуры (рис. 13, *г*). Например, коэффициент усиления усилителя по схеме рис. 13, *б*, равный 11, практически сохраняет свое значение в пределах изменения температуры 20—60° С ($K_и$ изменяется всего на 1%).

Введение отрицательной обратной связи между затвором и истоком (рис. 13, *в*) уменьшает коэффициент усиления, но обеспечивает лучшую стабильность. Коэффициент усиления усилителя по схеме рис. 13, *в*, равный 9, практически не изменяется при изменении температуры от 20 до 60°.

Путем тщательного выбора рабочей точки и количества диодов можно стабилизировать коэффициент усиления с точностью 1% в диапазоне до 100° С [18].

15. УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ВХОДНОЙ ЕМКОСТИ ПТ НА ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ

Для истокового повторителя, изображенного на рис. 11, *а*, по его эквивалентной схеме (рис. 11, *б*) постоянную времени входной цепи можно определить с достаточной для практических расчетов точностью следующим образом:

$$\tau_{вх} = R_г [C_г + C_{з.с} + C_{з.и} (1 - K_и)], \tag{34}$$

где $R_г$ и $C_г$ — параметры источника сигнала.

Из выражения (34) видно, что постоянная времени входной цепи находится в прямой зависимости от емкостей $C_{з.с}$ и $C_{з.и}$, причем емкость $C_{з.и}$ за счет влияния ООС уменьшена в ($1-K_и$) раз.

Однако получение коэффициента усиления по напряжению, близкого к единице (с целью устранения влияния емкости $C_{з.и}$), в схеме обычного истокового повторителя сопряжено с трудностями, связанными с малым пробивным напряжением полевого транзистора. Так, чтобы на полевом транзисторе КП102Е с максимальным током стока $I_{с0}$=0,5 мА, максимальной крутизной 0,7 мА/В получить коэффициент усиления по напряжению 0,98, необходимо использовать сопротивление $R_н$=65 кОм. При $I_{с0}$=0,5 мА падение напряжения на сопротивление $R_н$ составит около 32,5 В, а напряжение питания должно быть, как минимум, больше этого напряжения на величину $U_{отс}$, т. е. $E_п$=35 В.

Чтобы избежать необходимости использования высокого напряжения питания для получения коэффициента усиления, близкого к единице, на практике часто применяют схемы комбинированных повторителей на полевых и биполярных транзисторах.

На рис. 14, *а* изображена комбинированная схема как по типу применяемых в ней транзисторов, так и по схеме их соединения, носящая название истокового повторителя со следящей связью [2]. Сток полевого транзистора T_1 подсоединен к базе биполярного транзистора T_2, с коллектора которого сигиал подается на истоковый вывод полевого транзистора в противофазе с входным сигналом. Подбором резисторов R_5 и R_6 можно напряжение сигнала на истоке получить равным входному напряжению, тем самым устраняя влияние емкости $C_{з.и}$.

Резистор R_1, установленный в цепи смещения затвора, присоединен к истоку транзистора T_1 через конденсатор C_2 большой емкости. Эффективное сопротивление в цепи смещения определяется сопротивлением резистора R_1 и коэффициентом обратной связи [9], так что

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1}{1 - U_{\text{и}}/U_{\text{вх}}}, \tag{35}$$

где $U_{\text{и}}$ — амплитуда сигнала на истоке транзистора T_1.

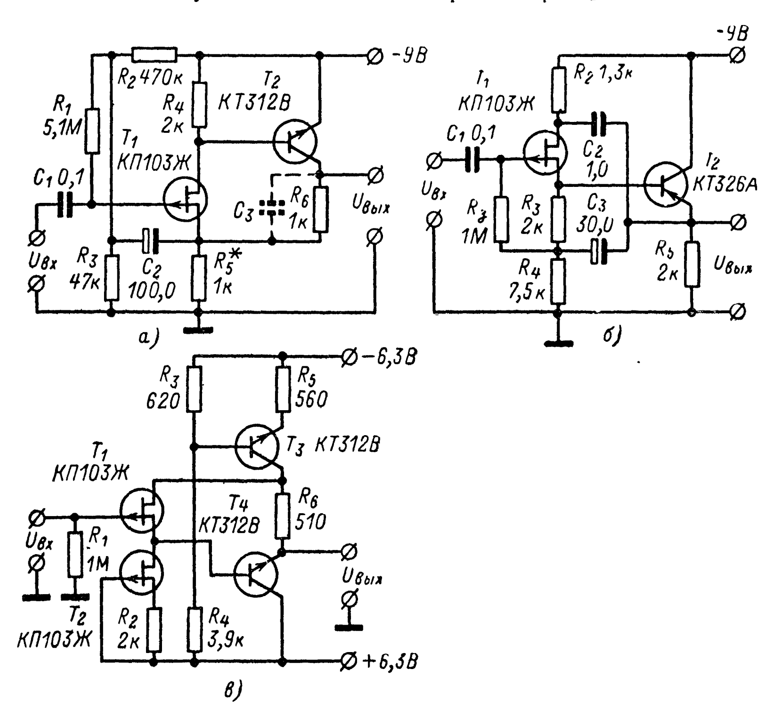


Рис. 14. Схемы усилителей с уменьшенной входной емкостью.

а — истоковый повторитель со следящей связью; *б* — с уменьшенной емкостью $C_{\text{з.с}}$; *в* — истоковый повторитель с динамической нагрузкой.

При больших значениях β биполярного транзистора T_2 коэффициент усиления схемы приблизительно можно оценить следующим выражением:

$$K_{\text{и}} \approx \frac{R_5 + R_6}{R_5}. \tag{36}$$

Если усилитель предназначен для работы на низких частотах, то резистор R_6 можно зашунтировать конденсатором C_3 (на рис. 14, *а*

показан пунктиром); при этом верхний частотный предел определяется выражением [9]

$$f_в = \frac{1}{2\pi R_6 C_з}. \qquad (37)$$

Выше был рассмотрен метод уменьшения влияния емкости затвор — исток $C_{з.и}$ на частотную характеристику усилителя путем получения у истокового повторителя коэффициента усиления, близкого к единице. Влияние емкости $C_{з.с}$ при этом оставалось неизменным.

Дальнейшее улучшение частотных характеристик усилителей может быть достигнуто за счет ослабления статической емкости затвор — сток во входной цепи схемы.

Чтобы уменьшить влияние емкости между затвором и стоком, можно применить способ, аналогичный описанному выше для снижения влияния емкости $C_{з.и}$, т. е. уменьшить напряжение сигнала на емкости. В схеме, показанной на рис. 14, *б* [12], влияние емкости $C_{з.с}$ снижено настолько, что входная емкость каскада почти полностью определяется расположением деталей в схеме и емкостью монтажа.

Первый каскад на транзисторе T_1 имеет малую нагрузку в цепи стока и для сигнала, снимаемого с истока, является истоковым повторителем. Выходной сигнал подается на каскад с общим коллектором, в котором используется биполярный транзистор.

Для снижения влияния емкости $C_{з.с}$ сигнал с выходного каскада (эмиттерного повторителя) подается через конденсатор C_2 на сток транзистора T_1 в фазе с входным сигналом. Для повышения эффекта компенсации необходимо принять меры для увеличения коэффициента передачи первого каскада. Это достигается подачей на резистор смещения R_3 сигнала с эмиттерного повторителя. В итоге подаваемое на сток напряжение становится больше, а отрицательная обратная связь — действеннее. Кроме того, повышение коэффициента передачи первого каскада дополнительно уменьшает влияние емкости $C_{з.и}$.

Если не использовать перечисленные методы снижения емкости затвора, то входная емкость, как правило, довольно значительна (у транзистора КП103 составляет 20—25 пФ). В результате удается снизить входную емкость до 0,4—1 пФ.

Истоковый повторитель с динамической нагрузкой[1], охваченный следящей обратной связью на сток, изображен на рис. 14, *в*. С помощью такой схемы удается исключить влияние статического коэффициента усиления полевого транзистора μ на коэффициент передачи истокового повторителя, а также уменьшить емкость $C_{з.с}$. Транзистор T_2 выполняет роль генератора стабильного тока, задавая ток в цепи истока полевого транзистора T_1. Транзистор T_3 является динамической нагрузкой в цепи стока полевого транзистора по переменному току. Параметры истокового повторителя:

Коэффициент передачи	0,98
Входное сопротивление	Определяется сопротивлением резистора R_1
Выходное сопротивление, Ом	50—100
Входная емкость, пФ	$\leqslant 1$
Потребляемый ток, мА	3

[1] По материалам Ю. И. Глушкова и В. Н. Семенова.

Снизив с помощью указанных методов влияние емкостей $C_{з.и}$ и $C_{з.с}$, необходимо позаботиться об устранении паразитных емкостей схемы, приведенных ко входу усилителя. Влияние паразитных емкостей можно существенно ослабить, заключив входной каскад усилителя в экран и подключив его к такой точке схемы, где коэффициент усиления приблизительно равен единице.

16. ЭКОНОМИЧНЫЕ УНЧ

Перед разработчиком иногда встает задача создания экономичных усилителей низкой частоты, работающих от низковольтного источника питания. В таких усилителях могут быть использованы полевые транзисторы с малыми напряжением отсечки $U_{отс}$ и током насыщения $I_{с0}$; эти схемы имеют несомненные преимущества перед ламповыми и схемами на биполярных транзисторах.

Выбор рабочей точки в экономичных усилителях на полевых транзисторах определяется исходя из условия получения минимальной рассеиваемой мощности. Для этого напряжение смещения $U_{з.и}$ выбирается почти равным напряжению отсечки, при этом ток стока стремится к нулю. Такой режим обеспечивает минимальный нагрев транзистора, что приводит к малым токам утечки затвора и высокому входному сопротивлению. Необходимый коэффициент усиления при малых токах стока достигается увеличением сопротивления нагрузки.

В экономичных усилителях низкой частоты широко применяется схема каскада, изображенного на рис. 10, *б*. В этой схеме напряжение смещения образуется на сопротивлении в цепи истока, что создает отрицательную обратную связь по току, стабилизирующую режим от влияния колебаний температуры и разброса параметров.

Можно предложить следующий порядок расчета экономичных каскадов УНЧ, выполненных по рис. 10, *б*.

1. Исходя из условия получения минимальной рассеиваемой мощности, выбираем полевой транзистор с малыми напряжением отсечки $U_{отс}$ и током насыщения $I_{с0}$.

2. Выбираем рабочую точку полевого транзистора по току $I_с$ (единицы — десятки микроампер).

3. Учитывая, что при напряжении смещения, близком к напряжению отсечки, ток стока можно приблизительно определить по выражению

$$I_с \approx U_{отс}/R_и, \qquad (38)$$

сопротивление в цепи истока

$$R_и = U_{отс}/I_с. \qquad (39)$$

4. Исходя из необходимого коэффициента усиления, находим $R_н$. Так как коэффициент усиления

$$K_и = \frac{SR_н R_i}{R_i + R_н}, \qquad (40)$$

то, пренебрегая шунтирующим действием дифференциального сопротивления сток — исток R_i и подставляя вместо S ее значение,

полученное путем дифференцирования выражения для тока стока в (40), получаем:

$$K_{\text{и}} = \frac{2R_{\text{н}} I_{\text{с}0} \sqrt{I_{\text{с}}}}{U_{\text{отс}}}. \tag{41}$$

Из последнего выражения находим необходимое сопротивление нагрузки:

$$R_{\text{н}} = \frac{K_{\text{и}} U_{\text{отс}}}{2I_{\text{с}0} \sqrt{I_{\text{с}}}}. \tag{42}$$

На этом расчет усилителя заканчивается и в процессе регулировки лишь уточняются номиналы резисторов $R_{\text{н}}$ и $R_{\text{и}}$.

На рис. 15 приведена практическая схема экономичного усилителя низкой частоты [11], работающего от емкостного датчика (например, от пьезокерамического гидрофона).

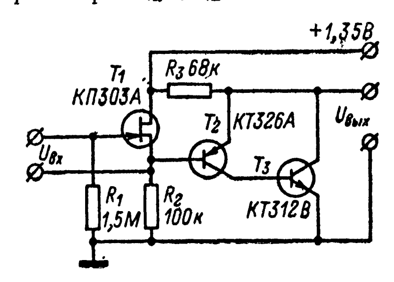


Рис. 15. Принципиальная схема экономичного усилителя.

Благодаря малому току смещения выходного усилителя, состоящего из двух транзисторов T_2 и T_3, мощность рассеяния всего предварительного усилителя составляет 13 мкВт. Предварительный усилитель потребляет ток 10 мкА при напряжении питания 1,35 В.

Входное сопротивление предварительного усилителя определяется сопротивлением резистора R_1. Собственно входным сопротивлением полевого транзистора можно пренебречь, поскольку оно на порядок больше сопротивления резистора R_1.

В режиме малых сигналов входной каскад предварительного усилителя эквивалентен схеме с общим истоком, в то время как цепи смещения выполнены как в схеме истокового повторителя.

Используемый в данной схеме полевой транзистор должен иметь небольшое напряжение отсечки $U_{\text{отс}}$ и малый ток стока $I_{\text{с}0}$ при напряжении на затворе $U_{\text{з.и}}=0$.

Проводимость канала полевого транзистора T_1 зависит от тока стока, и так как последний незначителен, то и проводимость мала. Поэтому выходное сопротивление схемы с общим истоком определяется сопротивлением резистора R_2. По данным [11] выходное сопротивление усилителя 4 кОм, коэффициент усиления по напряжению равен 5 (14 дБ).

17. КАСКАДЫ УНЧ С ДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ

Полевые транзисторы позволяют легко реализовать схемы усилителей низкой частоты с динамической нагрузкой. По сравнению с реостатным каскадом усиления, у которого сопротивление нагрузки постоянно, усилитель с динамической нагрузкой имеет бо́льший коэффициент усиления по напряжению.

Принципиальная схема усилителя с динамической нагрузкой приведена на рис. 16, *а*.

В качестве динамического сопротивления стоковой нагрузки полевого транзистора T_1 используется активный элемент — полевой транзистор T_2, внутреннее сопротивление которого зависит от амплитуды сигнала на стоке транзистора T_1. Транзистор T_1 включен по схеме с общим истоком, а T_2 — по схеме с общим стоком. По постоянному току оба транзистора включены последовательно.

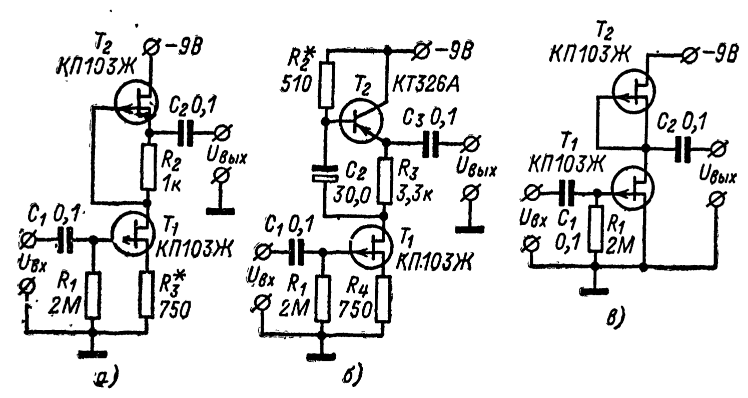


Рис. 16. Принципиальные схемы усилителей с динамической нагрузкой.

а — на двух ПТ; *б* — на ПТ и биполярном транзисторе; *в* — с минимальным количеством деталей.

Входной сигнал $U_{вх}$ подается на затвор полевого транзистора T_1, а снимается с истока транзистора T_2.

Каскад усиления (рис. 16, *а*) может служить в качестве типового при построении многокаскадных усилителей. При использовании полевых транзисторов типа КП103Ж каскад имеет следующие параметры:

Коэффициент усиления по напряжению . . .	130
Частотная характеристика (по уровню 0,7), Гц	10—10 000
Максимальный выходной сигнал (при напряжении питания 9 В), В	1,4

Следует отметить, что при использовании полевых транзисторов с малым напряжением отсечки можно получить больший коэффициент усиления по напряжению, чем при использовании полевых транзисторов с большим напряжением отсечки. Это объясняется тем, что у ПТ с малым напряжением отсечки внутреннее (динамическое) сопротивление больше, чем у ПТ с большим напряжением отсечки.

В качестве динамического сопротивления можно использовать и обычный биполярный транзистор. При этом коэффициент усиления по напряжению получается даже несколько выше, чем при использовании в динамической нагрузке полевого транзистора (за счет большего R_1). Но в этом случае увеличивается количество деталей,

необходимых для построения каскада усиления с динамической нагрузкой. Принципиальная схема такого каскада изображена на рис. 16, *б*, причем параметры его близки к параметрам предыдущего усилителя, изображенного на рис. 16, *а*.

Усилители с динамической нагрузкой следует использовать для получения большого коэффициента усиления в малошумящих УНЧ с низким напряжением питания.

На рис. 16, *в* изображен усилительный каскад с динамической нагрузкой, в котором число деталей сведено к минимуму, причем эта схема обеспечивает коэффициент усиления до 40 дБ при малом уровне шума. Усиление по напряжению для этой схемы можно выразить формулой

$$K_и = S_{макс1} \frac{R_{i1} R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}}, \qquad (43)$$

где $S_{макс1}$ — крутизна транзистора T_1; R_{i1}, R_{i2} — динамические сопротивления транзисторов T_1 и T_2 соответственно.

18. УНЧ НА МИКРОСХЕМАХ

Микросхема типа К2УЭ841 — одна из первых линейных микросхем, освоенных нашей промышленностью. Она представляет собой двухкаскадный усилитель с глубокой отрицательной обратной связью (повторитель), собранный на полевых транзисторах [96, 97]. Микросхемы этого типа нашли широкое применение в качестве входных каскадов чувствительных широкополосных усилителей, в качестве выносных каскадов при передаче сигналов через кабель, в схемах активных фильтров и других схемах, требующих высокое входное и малое выходное сопротивления и стабильный коэффициент передачи.

Принципиальная электрическая схема такого усилителя изображена на рис. 17, *а*; способы включения микросхемы — на рис. 17, *б*, *в*, *г*.

Резистор R_3 введен в схему для защиты выходного транзистора от перегрузок при коротких замыканиях на выходе. Небольшим уменьшением обратной связи (на рис. 17, *в* $R_{о\,с}$ показано пунктиром) можно получать коэффициент передачи, равный единице или несколько больше.

Входное сопротивление повторителей можно значительно увеличить (в 10—100 раз), если осуществить посредством конденсатора *C* обратную связь в цепь затвора (показано пунктиром на рис. 17, *в*). При этом входное сопротивление повторителя приблизительно равно:

$$R_{вх} = R_з/(1 - K_и),$$

где $K_и$ — коэффициент передачи повторителя.

Основные электрические параметры повторителя следующие:

Коэффициент передачи	≥0,98
Выходное сопротивление, Ом	30—100
Коэффициент нелинейных искажений, % .	≤0,3
Входная емкость, пФ	<10
Ток потребления, мА	<2
Изменение коэффициента усиления при изменении температуры от —45 до +55° С, %	0,5

Промышленностью освоен выпуск гибридных пленочных микросхем серии К226, представляющих собой малошумящие усилители низкой частоты с полевым транзистором на входе. Их основное назначение — усиление слабых сигналов переменного тока от датчиков с высоким внутренним сопротивлением.

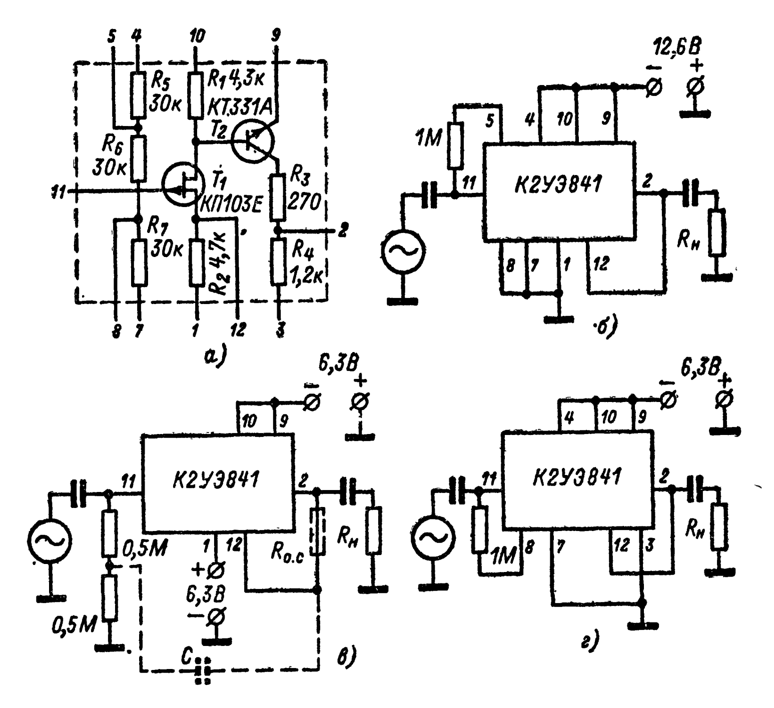


Рис. 17. Микросхема К24Э841.

а — принципиальная схема; *б* — схема с одним источником питания напряжением 12,6 В; *в* — схема с двумя источниками питания напряжением ±6,3 В; *г* — схема с одним источником питания напряжением —6,3 В.

Микросхемы выполнены на ситалловой подложке по гибридно-пленочной технологии с применением полевых и биполярных бескорпусных транзисторов.

Микросхемы усилителей низкой частоты разделяются на группы по коэффициенту усиления и уровню шумов (табл. 1). Внешний вид и габаритные размеры представлены на рис. 18.

Принципиальные электрические схемы усилителей приведены на рис. 19, *а*, *б* и 20, *а*, *б*, а их схемы включения — на рис. 21, *а*—*г*. При включении микросхем по схемам рис. 21, *а* и *в* входное сопротивление усилителей равно сопротивлению внешнего резистора R_1. Для повышения входного сопротивления (до 30 МОм и более) необходимо использовать схемы рис. 21, *б*, *г*.

Таблица 1

Типы микросхем	Коэффициент усиления	Напряжение шумов, мкВ
К2УС261А	300	5
К2УС265А	100	5
К2УС261Б	300	12
К2УС265Б	100	12
К2УС262А	30	5
К2УС262Б	30	12
К2УС263А	300	6
К2УС263Б	300	12
К2УС264А	10	6
К2УС264Б	10	12

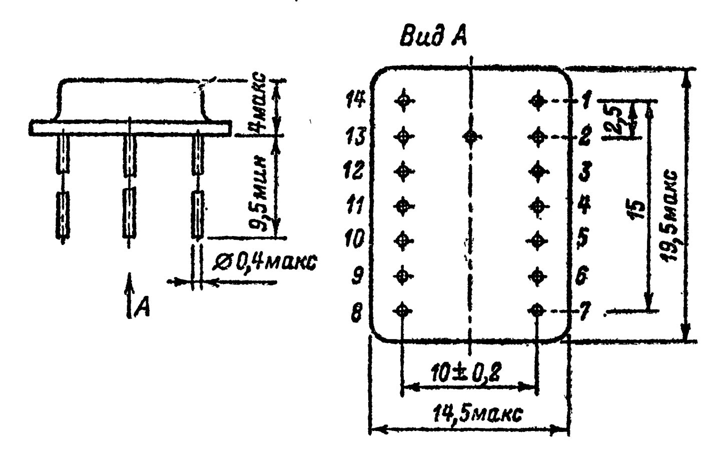


Рис. 18. Внешний вид и габаритные размеры микросхем К2УС261—К2УС265.

Основные электрические параметры микросхем К2УС261 и К2УС262:

Напряжение питания	+12,6 В ±10% —6,8 В ±10%
Потребляемая мощность:	
от источника +12,6 В	Не более 40 мВт
от источника —6,3 В	Не более 50 мВт
Изменение коэффициента усиления в диапазоне рабочих температур (от —45 до +55° С)	±10%
Напряжение собственных шумов в полосе 20 Гц — 20 кГц в зависимости от групп (при закороченном входе конденсатором емкостью 5000 пФ)	5 мкВ и 12 мкВ

Входное сопротивление на частоте 100 Гц . .	3 МОм
Выходное сопротивление	100 Ом
Входная емкость	15 пФ
Верхняя граничная частота по уровню 0,7 . .	Не менее 200 кГц
Нижняя граничная частота	Определяется внешними емкостями фильтра
Максимальное выходное напряжение на внешней нагрузке 3 кОм в полосе частот до 100 кГц при коэффициенте нелинейных искажений не более 5%	Не менее 1,5 В

Рис. 19. Принципиальные схемы усилителей.
а — К2УС261; *б* — К2УС262.

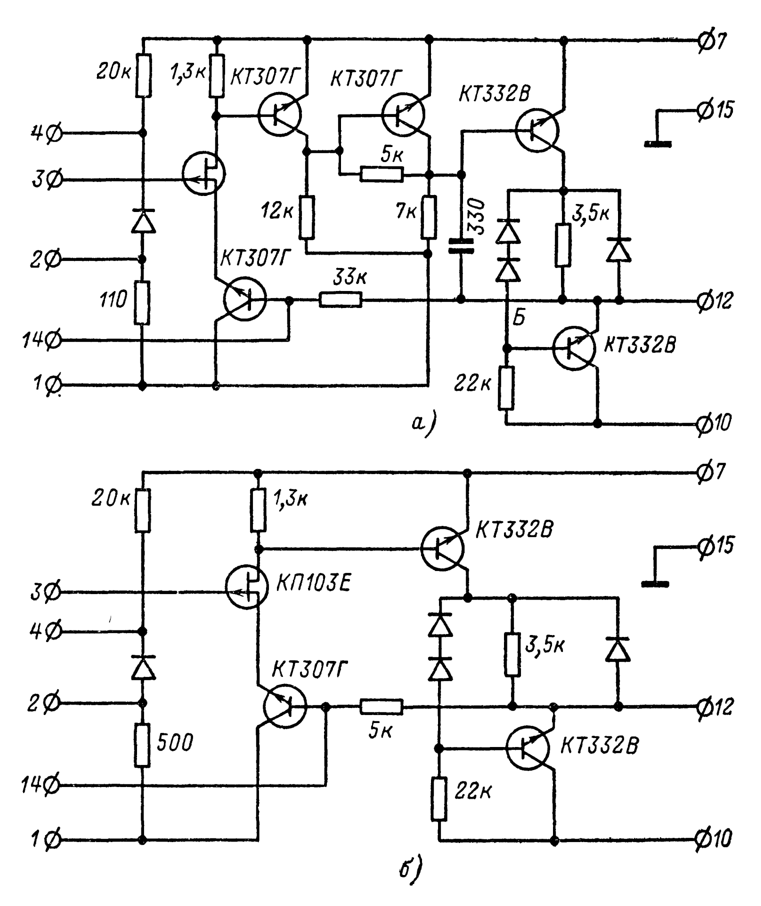


Рис. 20. Принципиальные схемы усилителей.
а — К2УС263; *б* — К2УС264 (все диоды типа КД910Б).

Основные электрические параметры микросхем К2УС263 и К2УС264:

Напряжение питания	+6 В ±10% —9 В ±10%
Потребляемая мощность:	
от источника +6 В	10 мВт
от источника —9 В	50 мВт (К2УС263), 25 мВт (К2УС264)
Изменение коэффициента усиления в диапазоне рабочих температур (от —45 до +55° С)	±10%

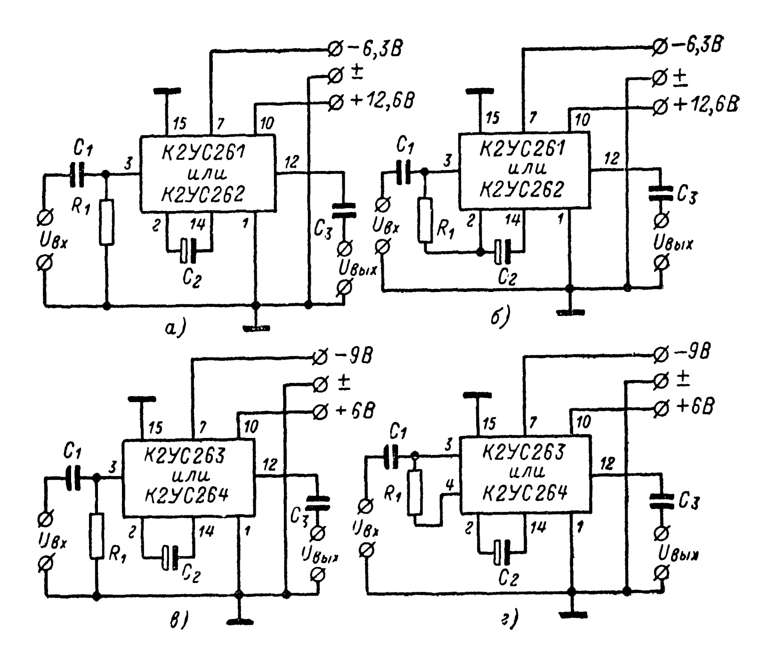


Рис. 21. Схемы включения усилителей.

Входное сопротивление на частоте 100 Гц . .	Не менее 10 МОм
Входная емкость	Не более 15 пФ
Выходное сопротивление	100 Ом (К2УС263), 300 Ом (К2УС264)
Верхняя граничная частота при амплитуде выходного сигнала не менее 2,5 В и неравномерности частотной характеристики ±5%	100 кГц (К2УС263), 200 кГц (К2УС264)
Нижняя граничная частота	Определяется внешней емкостью фильтра
Коэффициент нелинейных искажений при выходном напряжении 2,5 В	5% (К2УС263), 10% (К2УС264)

Рекомендации по применению микросхем. Частотная зависимость и граничная частота по уровню 0,7 В в области нижних частот при достаточно большой постоянной времени входной цепи определяется внешним конденсатором фильтра отрицательной обратной связи C_2 и сопротивлением резистора цепи обратной связи $R_{о.с}$ в соответствии с соотношениями:

$$\frac{K(f)}{K_0} = \left[1 + \left(\frac{10^6}{6,28 f R_{о.с}\,[\text{Ом}]\, C_2\,[\text{мкФ}]}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}};$$

$$f_н = \frac{10^6\,[\text{Гц}]}{6,28 R_{о.с}\,[\text{Ом}]\, C_2\,[\text{мкФ}]}.$$

Пиковые напряжения на входе микросхем К2УС261, К2УС262 не должны превышать 1 В для положительной полярности и 3 В для отрицательной; на входе микросхем К2УС263, К2УС264 — не более 2 В для положительной полярности и не более 1 В — для отрицательной.

Сопротивление утечки R_1 для входного тока в диапазоне рабочих температур —60 до +70° С не должно превышать 3 МОм. В диапазоне более низких максимальных температур или при снижении требований к значению выходного напряжения сопротивление резистора R_1 может быть увеличено с целью повышения входного сопротивления каскада.

Ток утечки входного разделительного конденсатора C_1 не должен превышать 0,06 мкА.

Для сохранения максимального выходного напряжения ток утечки конденсатора C_2 в диапазоне рабочих температур не должен превышать 20 мкА. Этому требованию удовлетворяет конденсатор типа К52-1А емкостью 470 мкФ, ток утечки которого не превышает при данных напряжениях 10 мкА.

19. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Обычно полевые транзисторы используются в усилителях совместно с биполярными транзисторами, но их можно также применять и в качестве активных приборов в многокаскадных усилителях звуковой частоты с резистивно-емкостной связью. На рис. 22 приведен пример использования полевых транзисторов в схеме *RC*-усилителя. Схема этого усилителя использовалась для записи звуковых сигналов моря. Сигнал на вход усилителя снимался с пьезокерамического гидрофона *Г*, а нагрузкой усилителя служил кабель типа КВД4×1,5 длиной 500 м.

Входной каскад усилителя выполнен на полевом транзисторе типа КП103Ж с минимальным коэффициентом шума. Для этой же цели (уменьшения шумов) два первых каскада питаются пониженным напряжением, получаемым с помощью параметрического стабилизатора $Д_1R_8$. Благодаря этим мерам уровень шумов, приведенных ко входу, в полосе частот 4 Гц—20 кГц составлял 1,5—2 мкВ.

Для корректировки частотной характеристики усилителя в области высших частот параллельно резисторам R_6 и R_{10} можно подключить соответствующие корректирующие конденсаторы.

Для согласования высокого выходного сопротивления усилителя с низкоомной нагрузкой (кабелем) служит повторитель напряжения на транзисторах T_4, T_5, представляющий собой двухкаскадный усилитель с непосредственной связью. Для устранения шунтирующего действия резисторов смещения R_{11}, R_{12} вводится положительная обратная связь по переменному току через цепочку R_{13}, C_6. Расчетное значение выходного сопротивления такого повторителя 10 Ом.

Для проверки работоспособности и коэффициента усиления усилителя служит генератор калибровки, собранный по схеме симметричного мультивибратора. Генератор калибровки выдает прямоугольные стабилизированные по амплитуде с помощью стабилитронов $Д_2$—$Д_5$ типа Д808 импульсы частотой 85 Гц, которые в момент включения калибратора подаются через гидрофон на вход усилите-

ля. С помощью делителя напряжения на резисторах R_{16}, R_{17} амплитуда импульсов устанавливалась равной 1 мВ.

Несмотря на простоту схемы усилителя коэффициент усиления изменяется незначительно (около 2%) при изменении окружающей температуры в диапазоне 0—40° С, причем коэффициент усиления при комнатной температуре (20° С) был равен 150.

Если же выходное сопротивление первого каскада на полевом транзисторе удается понизить настолько, что становится возможным применение в последующих каскадах обычных биполярнымх тран-

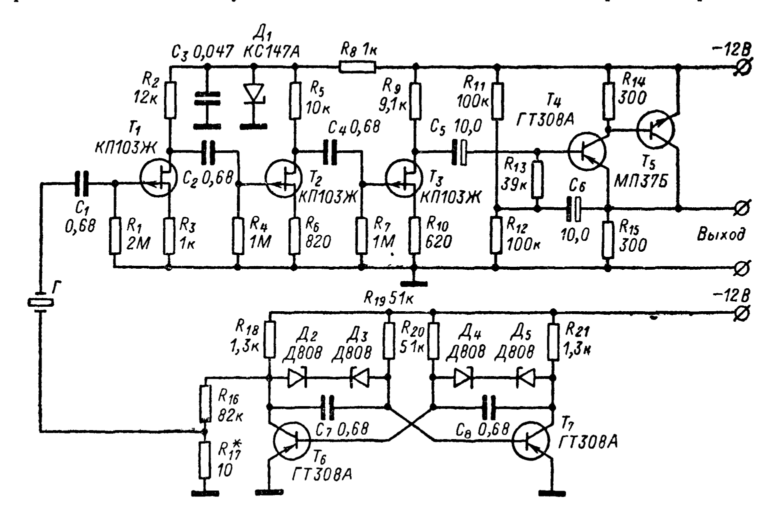


Рис. 22. Принципиальная схема гидроакустического усилителя.

зисторов, то использовать для дальнейшего усиления полевые транзисторы не экономично. В этих случаях применяются усилители, использующие полевые и биполярные транзисторы.

На рис. 23 изображена принципиальная схема усилителя низкой частоты на полевом и биполярном транзисторах, обладающего близкими по отношению к трехкаскадному RC-усилителю на полевых транзисторах (рис. 22) параметрами. Так, при коэффициенте усиления, равном 150, частотной характеристике по уровню 0,7 от 20 Гц до 100 кГц значение максимального выходного неискаженного сигнала на $R_{н}=3$ кОм равно 2 В.

Полевой транзистор T_1 (рис. 23) включен по схеме с общим истоком, а биполярный — по схеме с общим эмиттером. Для стабилизации рабочих характеристик усилитель охвачен отрицательной обратной связью по постоянному току.

На рис. 24 изображена схема усилителя низкой частоты с непосредственными связями, разработанная В. Н. Семеновым и В. Г. Федориным, предназначенного для усиления слабых сигналов от источников с высоким входным сопротивлением. Усилитель не содержит разделительных конденсаторов, поэтому габариты его могут быть малыми.

Параметры усилителя следующие:

Коэффициент усиления по напряжению	500
Частотная характеристика (по уровню 0,7), Гц	20—20 000
Максимальное выходное напряжение при нагрузке 3 кОм, В	4
Коэффициент нелинейных искажений при максимальном выходном напряжении, %	<10
Входное сопротивление на частоте 20 Гц, МОм	3
Напряжение шумов, пересчитанное на вход в полосе 20 Гц — 20 кГц, мкВ	7
Напряжение питания, В	24

Схема представляет собой УПТ со 100%-ной обратной связью по постоянному току; за счет этого достигается минимум дрейфа и стабильность режимов. Обратная связь по постоянному току вводится через фильтр нижних частот, поэтому нижняя граничная частота усилителя определяется параметрами этого фильтра.

Для стабилизации коэффициента усиления используется отрицательная обратная связь на частоте сигнала глубиной около 20 дБ. Усиление зависит от глубины обратной связи.

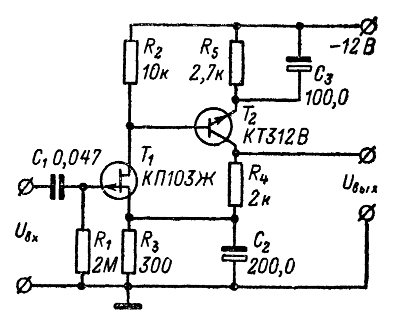


Рис. 23. Принципиальная схема УНЧ на полевом и биполярном транзисторах.

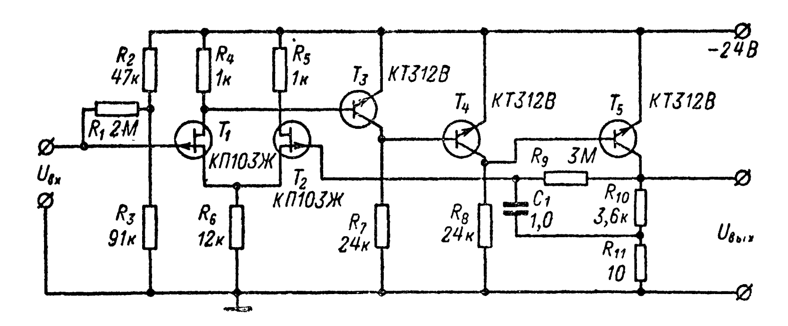


Рис. 24. Принципиальная схема УНЧ с непосредственными связями.

Применение обратных связей делает усилитель некритичным к изменению напряжения питания и разбросу параметров транзисторов и всех деталей, кроме R_{10} и R_{11}. К особенностям схемы можно отнести то, что транзисторы T_3 и T_4 работают с напряжениями $U_{б.э}$, равными $U_{к.э}$.

Высокое входное сопротивление усилителя достигается благодаря применению полевых транзисторов. На нижних частотах оно будет определяться сопротивлением резистора R_1, на верхних — входной емкостью схемы.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В АНАЛОГОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫХ СХЕМАХ

20. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

С момента своего появления полевой транзистор использовался главным образом в линейных усилителях. Однако с усовершенствованием технологии его изготовления стало возможным использование его в аналоговых переключательных схемах.

В настоящее время аналоговые переключатели на полевых транзисторах используются во многих узлах современных систем обработки данных: в многоканальных переключателях, в схемах импульсного отбора значений аналоговых величин с фиксацией нулевого уровня на выходе в промежутках между импульсами, в модуляторах и прерывателях, а также в преобразователях величин из аналоговой формы в цифровую.

Аналоговый переключатель либо передает сигнал без искажений, либо полностью блокирует его. К таким переключателям предъявляются следующие требования [20]:

1. Сопротивление переключателя в проводящем состоянии должно быть достаточно малым.
2. Переключатель, пропуская сигнал, не должен изменять его уровень.
3. Переключатель, находящийся в непроводящем состоянии, не должен пропускать переключаемый сигнал (вплоть до максимально допустимого значения сигнала).
4. Время переключения из одного состояния в другое должно быть достаточно малым, чтобы им можно было пренебречь. Явления, связанные с изменением состояния переключателя, не должны приводить к нежелательным эффектам.
5. По уровню управляющих сигналов и напряжению питания переключатель должен быть совместим со всей системой.
6. Надежность полупроводникового переключателя должна быть выше надежности заменяемого им механического переключателя и не ниже надежности других полупроводниковых элементов, используемых в системе.
7. Стоимость переключателя должна быть соизмерима со стоимостью остальных элементов системы.

Одно из существенных преимуществ, связанных с использованием полевого транзистора в аналоговых переключательных схемах, заключается в том, что отпадает необходимость в трансформаторной связи с цепями управления, которая, как правило, необходима в аналоговых вентильных схемах с биполярными транзисторами в качестве прерывателей. Бестрансформаторные схемы с полевыми тран-

зисторами, естественно, упрощают расчет и конструкцию большинства аналоговых переключателей, легко поддаются микроминиатюризации.

Схемы на полевых транзисторах позволяют устранить статическую ошибку по напряжению, т. е. при отсутствии внешнего напряжения во включенном состоянии ПТ на выходе переключателя нет статического напряжения. Таким образом, с помощью переключателей на полевых транзисторах можно передавать сигналы порядка микровольт [21].

Использование полевых транзисторов в качестве аналоговых ключей, пожалуй, нашло наиболее широкое применение в коммутаторах многоканальных измерительных систем. В этих системах коммутатор, осуществляющий поочередное подключение сигналов от многих датчиков ко входу одного измерительного устройства, зачастую определяет важнейшие характеристики системы — точность, быстродействие и элементарную сложность. Применение ПТ в коммутаторах позволяет повысить точность коммутации и в то же время значительно облегчает задачу их микроминиатюризации.

21. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

Если воспроизвести начальный участок выходных характеристик (при малом напряжении сток — исток) полевого транзистора с каналом *p*-типа, можно заметить, что проводимость канала макси-

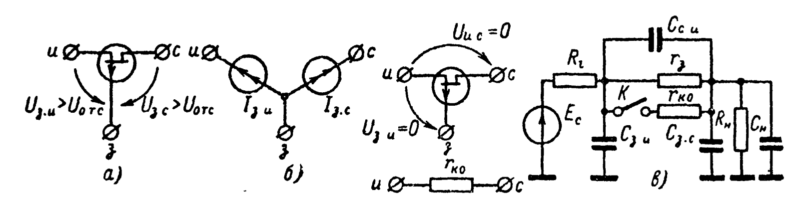


Рис. 25. Эквивалентные схемы ключа на ПТ.

а — транзистор выключен; *б* — транзистор включен; *в* — ключ на ПТ с учетом межэлектродных емкостей.

мальна, когда напряжение между затвором и истоком равно нулю. При большом положительном напряжении $U_{з.и} > U_{отс}$ в канале совершенно отсутствуют носители заряда, поэтому его проводимость равна нулю.

В простейшем случае полевой транзистор во включенном состоянии (при отсутствии внешнего напряжения) может быть представлен пассивным компонентом — резистором, который включен между истоком и стоком (рис. 25, *б*).

Эквивалентная схема закрытого транзистора с *p*-каналом (рис. 25, *а*) отражает тот факт, что при напряжении затвора, большем напряжения запирания $U_{отс}$ и положительном относительно истока и стока, резистивная связь между истоком и стоком отсутствует. При этом через переключатель протекают лишь постоянные

токи диодов затвор — исток и затвор — сток, находящихся под напряжением обратного смещения [21].

Простейшие эквивалентные схемы (рис. 25, *а*, *б*) характеризуют лишь статические состояния ключа на ПТ. Они не дают представления о процессах, происходящих в моменты включения и выключения полевых транзисторов, так как в это время на параметры переключения будут оказывать существенное влияние как межэлектродные емкости полевого транзистора, так и паразитные емкости монтажа.

На рис. 25, *в* приведена эквивалентная схема ключа на полевом транзисторе с учетом межэлектродных емкостей. Поскольку скорость носителей заряда в канале полевого транзистора достаточно высока, то скорость работы ключа определяется постоянной времени цепи затвора, постоянной времени перезаряда емкости выходной шины ключа и временем затухания переходных процессов, связанных с проникновением управляющего сигнала на выходе ключа.

22. КЛЮЧЕВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Динамическое сопротивление канала полевого транзистора

$$r_{\text{к}} = \frac{\Delta U_{\text{с·и}}}{\Delta I_{\text{с}}} \text{ при } U_{\text{з.и}} = \text{const}.$$

На рис. 26 приведены зависимости сопротивления канала от напряжения на затворе для полевых транзисторов КП102 [29]. Из рисунка видно, что минимальное значение сопротивления канала наблюдается при напряжении на затворе, равном нулю. Дальнейшее понижение (незначительное) наблюдается при прямом смещении затвора, но при этом резко возрастает ток затвора и возникает гальваническая связь между цепями сигнала и управления, что в большинстве случаев является недопустимым.

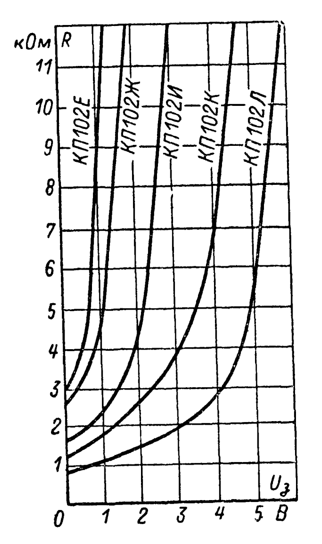


Рис. 26 Зависимости сопротивления канала ПТ от напряжения на затворе.

В общем случае сопротивление канала при нулевом напряжении на стоке и произвольном смещении можно определить по выражению [2]

$$r_{\text{к}} = \frac{U_{\text{отс}}}{2I_{\text{с0}}\,(1 - U_{\text{з·и}}/U_{\text{отс}})}\,. \qquad (44)$$

Если известно сопротивление канала при нулевом напряжении на затворе $r_{\text{к0}}$, то значение $r_{\text{к}}$ при любом другом смещении [21]

$$r_{\text{к}} = \frac{r_{\text{к0}}}{1 - U_{\text{з·и}}/U_{\text{отс}}}\,. \qquad (45)$$

Для проведения оперативной оценки значения сопротивления $r_{\text{к0}}$ можно воспользоваться приближенным равенством

$$r_{\text{к0}} \approx 1/S_{\text{макс}}. \qquad (46)$$

Значения $r_{к0}$ для некоторых полевых транзисторов приведены в табл. 2 [20, 22]. Следует отметить, что $r_{к0}$ возрастает с ростом температуры. Температурный коэффициент этого сопротивления в диапазоне температур $-60 \div +85°$ С для транзисторов КП102 составляет 20—50 Ом/°С и 2—5 Ом/°С для транзисторов КП103, причем меньшее значение дрейфа соответствует транзисторам с меньшим $r_{к0}$ [23].

Сопротивление закрытого транзистора $r_з$. Этот параметр определяет максимальное значение сопротивления канала при запирающих напряжениях на затворе. Значение этого параметра для транзисторов, приведенных в табл. 2, не менее $1 \cdot 10^8$ Ом

Ток стока закрытого транзистора $I_{с\,зап}$ определяется значением тока, обусловленного проводимостью закрытого канала и значением тока $I_{з\,с}$ обратно смещенного *р-п*-перехода затвор — сток [23]:

$$I_{с.зап} = \frac{U_{с.и}}{r_з} + I_{з.с}, \tag{47}$$

где $U_{с.и}$ — напряжение между электродами сток — исток закрытого транзистора.

В справочных данных на полевые транзисторы приводится только значение тока затвора $I_з$ при объединенных стоке и истоке.

Для расчета ключевых схем необходимо знание стоковой и истоковой составляющей тока затвора Когда транзистор закрыт, можно считать, что

$$I_з \approx I_{з.и} + I_{з.с}.$$

В [23] экспериментально показано, что для транзисторов КП103 составляющие $I_{з\,и}$ и $I_{з\,с}$ равны между собой, а для транзисторов КП102 стоковая составляющая имеет несколько меньшее значение. Таким образом, считая $I_{з.с} = I_{з\,и}$, выражение (47) запишем в виде

$$I_{с.зап} = \frac{U_{с.и}}{r_з} + \frac{I_з}{2}. \tag{48}$$

Напряжение запирания ($U_{зап}$) характеризует напряжение на затворе, когда канал полевого транзистора полностью перекрыт. Приводимое в справочных данных напряжение отсечки $U_{отс}$ не может быть выбрано в качестве напряжения запирания транзистора в режиме ключа, так как значение $U_{отс}$ является весьма условным, соответствующим напряжению $U_{з\,и}$, при котором ток стока уменьшается до определенного уровня. Для большинства полевых транзисторов этот уровень принят равным 10 мкА. Такое значение тока стока недопустимо для закрытого аналогового ключа, так как оно находится на уровне рабочих токов открытого транзистора Учитывая трудности непосредственного измерения $U_{зап}$, воспользуемся аналитическим выражением для его определения [23]:

$$U_{зап} = \frac{U_{отс}}{1 - \sqrt{\frac{I_{отс}}{I_{с0}}}}, \tag{49}$$

где $I_{отс}$ — ток стока при $U_{з\,и} = U_{отс}$.

Таблица 2

Типы транзисторов	Условное обозначение	Сопротивление $r_к$ канала, Ом	Максимально допустимое напряжение затвор — сток $U_{з.с.доп}$, В	Ток утечки в закрытом состоянии $I_{с.зап}$, нА	Емкость между цепями управления и сигнала $C_{з.с}$, пФ	Тип проводимости канала
ПТ с управляющим *p*-*n*-переходом	2N3824	250	40	0,1	3	*n*
	2N4392	60	30	0,1	3,5	*n*
	2N5433	7	15	0,2	15	*n*
	2N3386	150	20	2,5	6	*p*
	2N5018	75	20	10,0	10	*p*
Полевые МОП-транзисторы	2N3631	550	50	0,1	2	*n*
	3N169	250	25	0,1	1,3	*n*
	3N163	250	30	0,2	0,7	*p*
	3N167	20	20	0,5	12	*p*
ПТ с *p*-*n*-переходом	КП101	800	10	50	6	*p*
	КП102	900	30	9	2	*p*
	КП103	230	15	30	8	*p*
	КП303	150	25	1	2	*n*

Учитывая разброс параметров $U_{отс}$, I_{c0}, $I_{отс}$, а также температурный дрейф напряжения отсечки $U_{отс.др}$, напряжение на затворе для полного запирания транзистора можно выбрать по условию

$$U_{зап} \geqslant \frac{U_{отс.макс} + U_{отс.др}}{1 - \sqrt{\dfrac{I_{отс}}{I_{c0мин}}}}. \quad (50)$$

Следует заметить, что среднее значение температурного дрейфа напряжения отсечки для полевых транзисторов составляет 2—3 мВ/°С.

Верхний предел напряжения запирания определяется максимально допустимым напряжением на затворе.

Допустимое значение напряжения на затворе транзисторного ключа ($U_{з.доп}$) определяет входной диапазон коммутируемого сигнала. Это напряжение определяется как напряжение затвор—сток $U_{з.с}$, при котором ток $I_{з с}$ достигает максимально допустимого значения $I_{з.с.доп}$. Значение $I_{з с.доп}$ выбирается исходя из необходимой точности коммутации при заданном числе каналов и номиналов сопротивлений датчиков [23]. Для закрытого транзистора напряжение на затворе должно удовлетворять следующему условию:

$$U_{зап} \leqslant U_{з.и} \leqslant U_{з.доп}. \quad (51)$$

Из этого можно определить максимальное значение амплитуды коммутируемого сигнала:

$$U_{вх.макс} \leqslant U_{з.доп} - U_{зап}. \quad (52)$$

Следовательно, чем меньше $U_{зап}$ и больше $U_{з.доп}$, тем шире диапазон коммутируемых напряжений.

Необходимо, чтобы напряжение $U_{з.доп}$ не превышало напряжения пробоя *p-n*-перехода полевого транзистора. Этот пробой имеет обратимый характер, если не превышена допустимая мощность рассеивания в приборе. После пробоя в нормальном рабочем режиме транзисторы восстанавливают свою работоспособность, но при этом как правило, ухудшаются параметры аналогового ключа.

Напряжение необратимого пробоя можно определить по формуле [23]

$$U_{пр.необр} = \frac{P_{макс}}{|I_з|_{макс} + |I_c|_{макс}}, \quad (53)$$

где $P_{макс}$ — допустимая мощность рассеивания в приборе; $I_{з.макс}$, $I_{c.макс}$ — максимально возможные токи в цепи затвора и стока соответственно, определяемые схемой аналогового ключа.

Общая емкость затвора $C_з$. Емкость между управляющим входом и цепью переключаемого сигнала почти для всех полупроводниковых переключателей лежит в пределах 3—30 пФ. Наличие емкости приводит во время переключения к выбросам напряжения или тока. Только в двухзатворных полевых МОП-транзисторах, благодаря экранирующему действию одного из затворов на сток эффективную емкость между управляющим затвором и стоком удается уменьшить до 0,1 пФ [20].

Общую емкость затвора (затвор — источник сигнала) можно определить по формуле

$$C_з = C_{з.и} + \frac{C_{з.с} C_{с.и}}{C_{з.с} + C_{с.и}} + C_{пар}, \qquad (54)$$

где $C_{пар}$ — паразитная емкость затвор—земля.

23. ВЫБОР ТИПА ТРАНЗИСТОРА

В отличие от биполярных полевые транзисторы сильно влияют на характеристики переключательной схемы. Плоскостные ПТ с управляющим *p-n*-переходом обладают наиболее стабильными характеристиками и наиболее стойки к радиационному облучению, поскольку действие их основывается на использовании объемной проводимости. Полевые МОП-транзисторы более чувствительны к облучению, а характеристики их менее стабильны, поскольку действие их основано на поверхностной проводимости. При заданных размерах активной области транзистор с управляющим *p-n*-переходом имеет меньшее значение сопротивления канала, чем МОП-транзистор. Однако для управления МОП-транзисторами можно использовать более простые схемы, чем для ПТ с управляющим *p-n*-переходом, поскольку в МОП-транзисторах затвор изолирован от канала независимо от полярности переключаемого сигнала В отличие от МОП-транзисторов ПТ с *p-n*-переходом проводят при подаче смещения в прямом направлении.

Характеристики полевых транзисторов (как МОП-транзисторов, так и с управляющим *p-n*-переходом) зависят от типа основных носителей канала. Благодаря более высокой подвижности носителей сопротивление транзистора с *n*-каналом в проводящем состоянии составляет около $^1/_3$ сопротивления подобного ПТ с *p*-каналом (так, у полевого транзистора 2N5433 сопротивление *n*-канала в открытом состоянии составляет всего 7 Ом). Для коммутации однополярных положительных сигналов целесообразно выбирать транзистор с каналом *p*-типа, а для отрицательных — *n*-типа В этом случае отпирающее напряжение $U_0=0$, т. е. не требуется дополнительного источника отпирающего напряжения U_0, и, как правило, значительно упрощается схема управления.

Для получения высокой точности коммутатора необходимы полевые транзисторы с малым значением $r_{к0}$ и $I_{з\ зап}$, но ПТ, имеющие меньшее значение $r_{к0}$, имеют большие $I_{с\ зап}$. Поэтому для оценки пригодности полевых транзисторов вводится коэффициент качества [22]

$$D = r_{к0}\, I_{з.зап}.$$

Использование транзисторов с наименьшим значением D обеспечивает лучшую точность коммутатора

Полевые транзисторы с относительно малым значением $r_{к0}$ имеют сравнительно большие значения входной $C_{з\ и}$ и проходной $C_{з\ с}$ емкостей (см. табл. 2). При построении коммутаторов с большими скоростями переключения предпочтение надо отдавать транзисторам, имеющим меньшее значение емкостей $C_{з\ и}$ и $C_{з\ с}$.

Использование транзисторов с малым напряжением отсечки позволяет не только расширить диапазон коммутируемого сигнала, но и улучшить характеристики переключения за счет уменьшения амплитуды управляющего напряжения [22].

24. ВЫБОР СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Для построения типового переключателя на ПТ с *p-n*-переходом за основу берется последовательный переключатель (27, *а*). Входной сигнал подается на исток ПТ, а сток соединен с выходной шиной. В такой схеме управления с непосредственной связью можно получить большие скорости переключения, поскольку затвором может управлять быстродействующий переключатель с низким выходным сопротивлением.

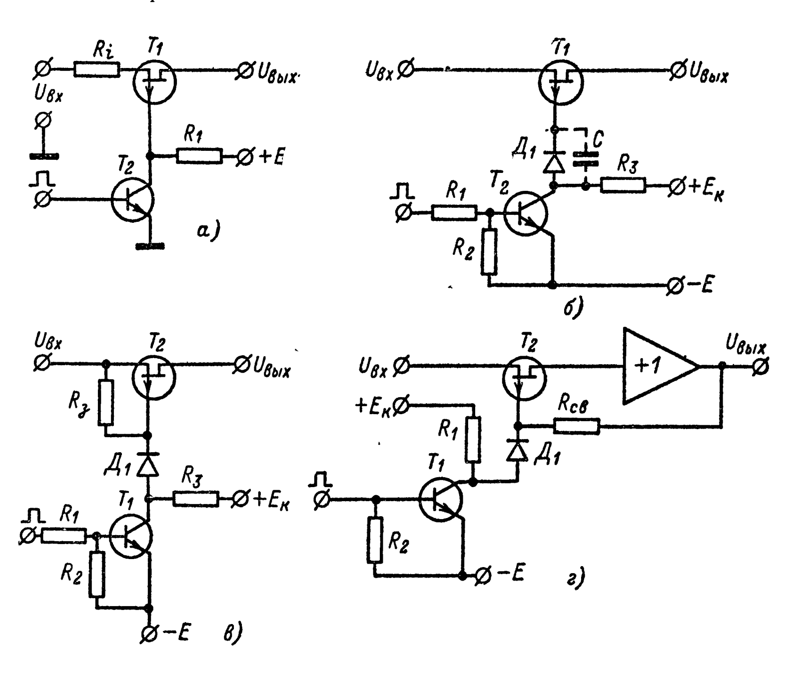


Рис. 27. Схемы управления ключом на ПТ.

а — с непосредственной связью; *б* — с «плавающим» затвором; *в* — с резистором связи $R_з$; *г* — с буферным усилителем.

Но при работе ключа (рис. 27, *а*) в режиме большого сигнала сопротивление канала либо резко возрастает, либо смещается в прямом направлении в зависимости от входного сигнала:

$$r_к(t) = \frac{r_{к0} U_{отс}}{U_{отс} - U_{вх}}. \qquad (55)$$

Поэтому схема управления с непосредственной связью применяется лишь при $U_{вх\,макс} \ll U_{отс}$ [21].

Для обеспечения неискаженной передачи сигналов высокого уровня (1—10 В) применяют схемы со стабилизацией напряжения

на затворе в рабочей точке ($U_{зи}=0$) во всем диапазоне напряжений входного сигнала.

Схема управления должна иметь также низкое выходное сопротивление в момент переключения для уменьшения времени перезарядки межэлектродных емкостей $C_{зи}$ и $C_{з.с}$.

На рис. 27, *б* приведена схема с «плавающим» затвором, обеспечивающая выполнение условия $U_{зи}=0$ для постоянного или медленно изменяющегося входного сигнала. Когда управляющее напряжение на затворе отрицательно, диод $Д_1$ находится под запирающим напряжением смещения и можно считать, что на затворе и истоке одно и то же напряжение. Поэтому сопротивление канала полевого транзистора всегда имеет минимально возможное значение, т. е. $r_{к0}$. Прибор переводится в непроводящее состояние положительным управляющим напряжением затвора.

Скорость переключения будет определяться временем, в течение которого затвор полевого транзистора получит потенциал, близкий к потенциалу истока.

Постоянная времени установления потенциала затвора для схемы с «плавающим» затвором (рис. 27, *б*) [24]

$$\tau_з = C_з R_d,$$

где $C_з$ — полная емкость цепи затвора ключевого транзистора; R_d — сопротивление обратно смещенного развязывающего диода $Д_1$.

Для транзисторов типа КП103 $C_з=30$ пФ, $R_d=10^8$ Ом; при этих значениях $\tau_з=30\cdot10^{-12}\cdot10^8=3\cdot10^{-3}$ (с).

Отсюда следует, что время включения схемы (рис. 27, *б*) измеряется миллисекундами.

Рассмотренная выше схема управления через развязывающий диод хотя и отличается простотой, но имеет большое время включения, так как в цепь разряда межэлектродных емкостей входит сопротивление обратно смещенного диода $Д_1$. Для уменьшения времени включения диод шунтируется конденсатором (на рис. 27, *б* показан пунктиром) Этот конденсатор способствует рассасыванию заряда $Q_з$, накопленного на затворе закрытого транзистора [22]:

$$Q_з = C_з (U_{зап} - U_{вх} - U_d).$$

Для реализации быстрого включения необходимо выполнить условие $Q_с=Q_з$, где $Q_с$ — заряд, накопленный на емкости включенного транзистора:

$$Q_с = (C + C_d)(U_0 - U_{вх} + U_d).$$

Если $Q_с < Q_з$, то время включения будет большим, так как полный разряд конденсатора $C_з$ будет происходить через закрытый диод $Д_1$.

При $Q_с > Q_з$ избыточный заряд будет на некоторое время смещать переход затвор—канал в прямом направлении до тех пор, пока не рассосется избыточный заряд. Если при этом сопротивление источника аналоговых сигналов высокое, то длительность и амплитуда выбросов могут быть значительными [22]

Учитывая изложенное выше, емкость конденсатора C должна быть выбрана по условию

$$C \geqslant \left| \frac{U_{зап} - U_{вх} - U_d}{U_0 - U_{вх} + U_d} \right| C_з - C_d. \qquad (56)$$

Иногда в качестве развязывающего диода используется полевой транзистор в диодном включении [25].

Необходимо заметить, что при коммутации значительных положительных сигналов (измеряемых вольтами) напряжение на затворе (для схемы рис. 27, *б*) в момент включения может принимать отрицательные относительно истока значения. При этом через переход затвор—исток протекают значительные импульсы прямого тока, приводящие к увеличению выбросов в коммутируемой цепи.

Схема с «плавающим» затвором (и при наличии ускоряющей емкости) имеет еще одну особенность [24]: в многоканальном коммутаторе при последовательной коммутации на нагрузку двух аналоговых напряжений, первое из которых имеет более высокий по отношению к последующему уровень, ключ может остаться в закрытом состоянии, а на нагрузке будет присутствовать ложный сигнал, обусловленный переходным процессом разряда емкости нагрузки через омическую составляющую сопротивления нагрузки.

Для ускорения процесса переключения используют несколько видоизмененные схемы управления.

Подключив к схеме рис. 27, *б* резистор $R_з$, как показано на рис. 27, *в*, можно ускорить процесс перезаряда емкости затвора ключевого транзистора и избавиться от недостатков схемы с «плавающим» затвором. При насыщении транзистора T_1 диод $Д_1$ запирается и потенциал затвора становится равным входному. Скорость срабатывания цепи затвора в этой схеме зависит от сопротивления резистора $R_з$, при выборе которого необходимо считаться с двумя противоположно действующими факторами: постоянной времени цепи затвора и значением тока, подаваемого через него на вход при запертом переключателе. Такая схема позволяет работать с очень низкой частотой переключения. Недостатком схемы следует считать ее относительно низкое входное сопротивление в состоянии «разомкнуто», которое в основном определяется сопротивлением резистора $R_з$. Этот резистор может быть заменен дополнительным ключом [21], который включается синхронно с транзистором T_2, что устраняет вышеуказанный недостаток схемы, но усложняет ее.

При использовании в схеме (рис. 27, *в*) в качестве ключа полевого транзистора типа КП103, $R_з = 100$ кОм были получены следующие результаты:

Время переключения, мкс	1,5
Максимальная частота коммутируемого сигнала, кГц	60
Значение коммутируемого напряжения, В	± 5

Наиболее универсальной схемой управляющей цепи, обеспечивающей быстрое включение затвора, является схема, приведенная на рис. 27, *г*, в которой затвор ПТ подсоединен через резистор $R_{св}$ к выходу буферного каскада — повторителя. Буферный каскад с усилением, равным единице, «отбирает» ток, который во включенном состоянии течет через резистор $R_{св}$. Благодаря этому напряжение $U_{з.и}$ при включенном канале передачи сигнала равно нулю, причем обеспечивается полная развязка всех каналов от цепей управления затвором. Выходной сигнал можно снимать либо до буферного усилителя (при высокоомной нагрузке), либо после него (при низкоомной нагрузке), что придает схеме определенную гибкость.

В качестве буферного каскада может быть использован либо усилитель, согласующий выход коммутатора с нагрузкой, либо

специальный каскад, точность передачи которого определяется допустимым увеличением сопротивления ключа в состоянии «замкнуто». Основные требования, предъявляемые к буферным каскадам, следующие: высокое входное сопротивление, стабильность коэффициента передачи и напряжения смещения. Схема управления с буферным усилителем приведена на рис. 28.

Буферный усилитель — истоковый повторитель с динамической нагрузкой выполнен на двух транзисторах T_4 и T_5 типа КП103

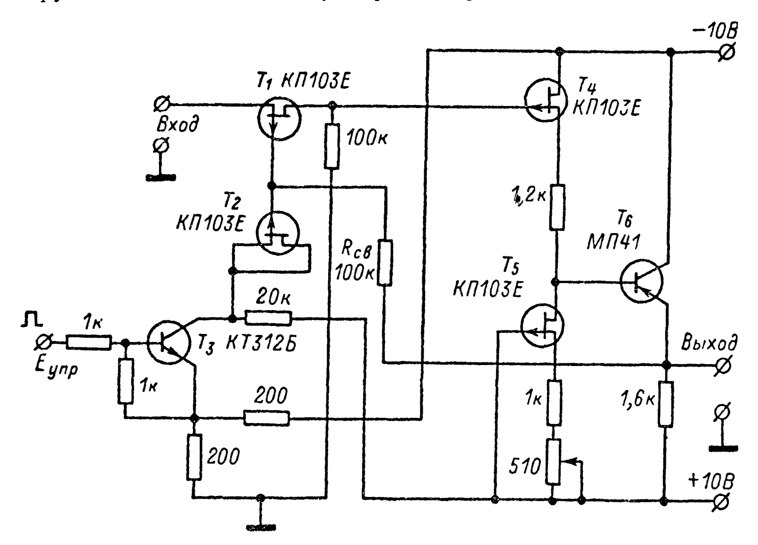


Рис. 28. Схема аналогового ключа на ПТ с буферным усилителем.

с идентичными параметрами. На выходе буферного усилителя включен эмиттерный повторитель на T_6 с целью уменьшения выходного сопротивления. Буферный усилитель имеет низкое напряжение сдвига нуля и коэффициент передачи, близкий к единице.

Для практической реализации буферного усилителя может быть использован сдвоенный полевой транзистор КПС104.

В рассмотренной схеме управления сопротивление связи $R_{св}$ выбирается исходя из допустимой постоянной времени цепи затвора и потребляемой от усилителя мощности.

Недостатком схемы (рис. 28) является то, что к выходу буферного УПТ (БУ) оказывается подключенным напряжение $E_к$ через сопротивление $R_{св}$ всех закрытых ключей, это приводит к значительному потреблению тока от источника $E_к$, а также к смещению нуля на выходе БУ.

На рис. 29 [22] приведена схема ключа с непосредственной связью через БУ, которая отличается высокой экономичностью, простотой, имеет хорошие характеристики переключения и не требует мощного БУ. Экономичность схемы обеспечивается использованием в цепи непосредственной связи транзистора T_3.

При закрытом ключе транзисторы T_5, T_4, T_3 закрыты, а запирающий потенциал $E_к$ поступает на затвор транзистора T_1 через открытый транзистор T_2. В этом состоянии потребляемая мощность от источника питания исчисляется микроваттами и обусловлена только тепловыми токами.

В режиме открытого ключа транзистор T_3 открывается, обеспечивая этим привязку потенциала затвора к уровню коммутируемого напряжения на выходе БУ. Потребление мощности в этом режиме определяется током стока транзистора T_2, коллекторными токами транзисторов T_4 и T_5 и составляет 50 мВт.

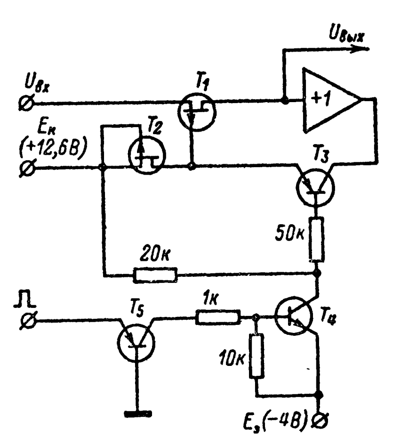


Рис. 29. Экономичная схема управления ключом на ПТ.

Быстродействие описанного ключа определяется в основном временами перезаряда межэлектродных емкостей $C_{з\,и}$ и $C_{з\,с}$ транзистора T_1. При отпирании ключа эти емкости разряжаются до уровня коммутируемого сигнала через низкоомное сопротивление открытого транзистора T_3, а при запирании заряжаются через низкоомное сопротивление открытого полевого транзистора.

Схема ключа (рис. 29), выполненная на полевых транзисторах типа КП103, при указанном напряжении питания позволяет коммутировать сигналы $+6 \div -3$ В и обеспечивает скорость установления напряжения на выходе выше 6 В/мкс [22].

25. ПОГРЕШНОСТЬ КОММУТАТОРА

Основной характеристикой коммутатора является точность передачи сигнала. Точность передачи сигнала определяется как статической погрешностью, обусловленной конечным значением параметров ключа, так и динамической, обусловленной переходными процессами при переключении, частотной характеристикой открытого канала и взаимными помехами при переключении.

Статическая погрешность коммутатора. На примере схемы одноступенчатого коммутатора с отключением невыбранных каналов и буферным усилителем на выходе (рис. 27, *г*), эквивалентная схема которого изображена на рис. 30, *а*, рассмотрим составляющие абсолютной статической погрешности по k-му выбранному каналу. В общем случае абсолютная статическая погрешность

$$\Delta U_k = E_k - U_{вых}, \tag{57}$$

где E_k — э. д. с. датчика выбранного канала; $U_{вых}$ — напряжение на выходе коммутатора.

Электродвижущая сила датчика k-го канала вызовет в цепи нагрузки ток $I_н$, значение которого

$$I_н = \frac{E_k}{R_н + R_{ik} + r_{k0}}.$$

Этот ток создает на $R_{ik}+r_{k0}$ падение напряжения ΔU_1, входящее в суммарную абсолютную погрешность коммутатора:

$$\Delta U_1 = \frac{E_k (R_{ik} + r_{k0})}{R_н + R_{ik} + r_{k0}}. \tag{58}$$

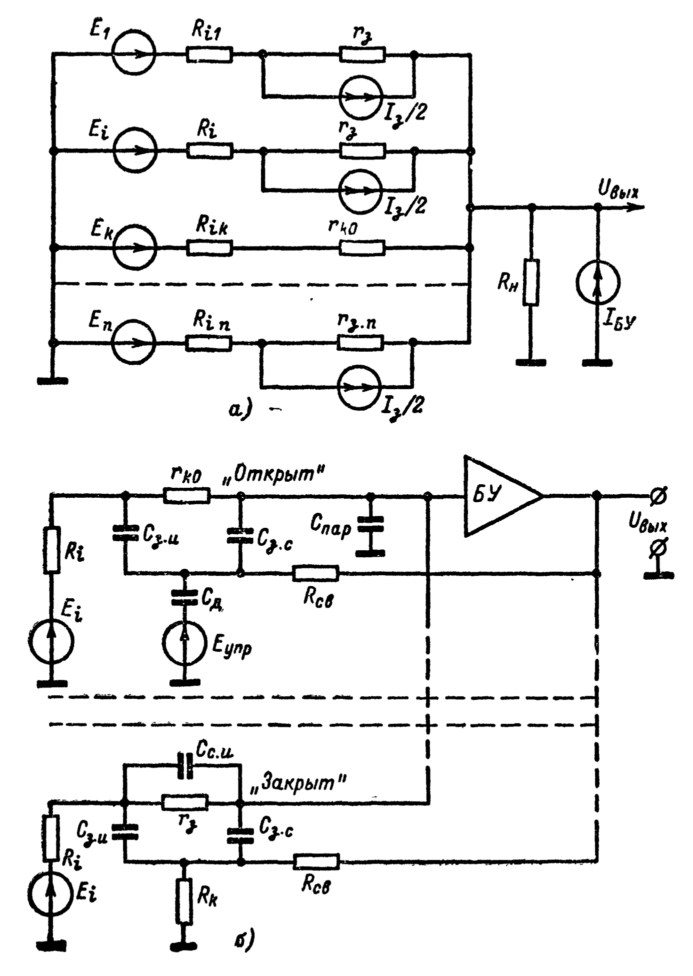


Рис. 30. Эквивалентные схемы коммутатора на ПТ.
а — статическая; *б* — динамическая.

В выражении (58) не учтены сопротивления каналов закрытых ПТ $r_з$, поскольку их значение на 2—4 порядка выше значения $R_н$.

Электродвижущие силы остальных датчиков, не подключенных к нагрузке каналов, вызывают токи, протекающие через сопротивления каналов закрытых ПТ и создающие на $(R_{ik}+r_{k0})$, подключенного к нагрузке k-го канала, падение напряжения ΔU_2:

$$\Delta U_2 = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{E_i}{r_з} (r_{k0} + R_{ik}), \qquad (59)$$

где N — число каналов коммутатора.

Обратные токи затворов закрытых транзисторов, протекая по той же цепи, создают дополнительную ошибку ΔU_3:

$$\Delta U_3 = (N-1) \frac{I_з}{2} (r_{k0} + R_{ik}). \qquad (60)$$

Кроме перечисленных выше составляющих абсолютной статической погрешности существует еще одна, обусловленная входным током БУ:

$$\Delta U_4 = I_{вхБУ} (r_{k0} + R_{ik}). \qquad (61)$$

Суммарная статическая погрешность коммутатора

$$\Delta U_\Sigma = \underbrace{\left[\frac{(r_{k0} + R_{ik}) E_k}{R_н + r_{k0} + R_{ik}}\right]}_{I} + \underbrace{\left[\sum_{i=1}^{N-1} \frac{E_i}{r_з} + (N-1)\frac{I_з}{2}\right](r_{k0} + R_{ik})}_{II} + \underbrace{I_{вхБУ}(r_{k0} + R_{ik})}_{III}. \qquad (62)$$

На основании полученного выражения можно сделать следующие выводы:

1. Для уменьшения статической погрешности необходимо, чтобы сопротивление нагрузки коммутатора было на несколько порядков (в зависимости от необходимой точности передачи сигнала) выше по сравнению с суммарным значением сопротивлений датчика и канала открытого ПТ, т. е. нужен буферный усилитель с высоким входным сопротивлением.

2. Для построения многоканального коммутатора на ПТ необходимо выбирать последние с малыми токами затвора. В этом случае могут оказаться более предпочтительными МОП-транзисторы, у которых ток затвора на 2—4 порядка меньше, чем у ПТ с p-n-переходом. Кроме того, при значительном числе каналов и работе коммутатора в широком интервале температур целесообразно использовать многоступенчатые схемы построения коммутаторов.

Динамическая погрешность коммутатора. Динамическая погрешность при коммутации постоянных и медленно изменяющихся напряжений зависит от характера переходных процессов при пере-

ключении интервала времени между включением транзистора и моментом измерения. Расчет динамической погрешности представляет собой довольно трудную инженерную задачу, поскольку распределение зарядов на элементарных емкостях, образующих $C_{вых}$ (рис. 30, *б*), случайно и статистически связано с распределением напряжения на датчиках. Последнее, как правило, разработчику неизвестно. Приближенно динамическую погрешность можно определить методом, предложенным в [22].

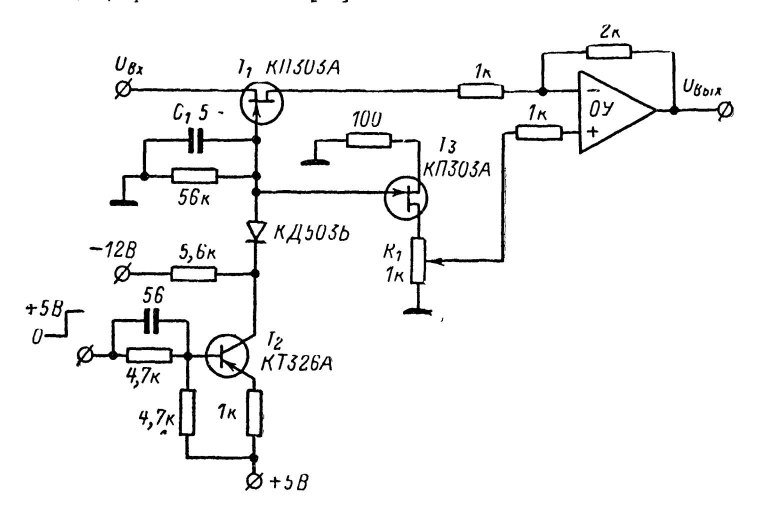


Рис. 31. Схема устранения выбросов с помощью ОУ.

Для уменьшения динамической погрешности и исключения ошибки из-за переходных процессов в коммутаторе измерение выходного сигнала обычно начинают через некоторое время после включения сигнала. Кроме того, для устранения выбросов напряжения, возникающих в моменты, когда фронты управляющего сигнала проходят через межэлектродные емкости ПТ в цепь сигнала, применяются некоторые схемные решения Например, в [27] предлагается использовать в качестве ключа два ПТ, работающих с упреждением, т. е. таким образом, что когда один транзистор включается, другой еще не успевает отключиться. При этом образуется низкоомная утечка на землю, что уменьшает величину выбросов.

Используя свойства обычного операционного усилителя подавлять синфазные сигналы, также можно уменьшить выбросы переключения в ключевых схемах, коммутирующих малые сигналы [28].

В схему на рис. 31 входит переключающий полевой транзистор T_1, каскад, согласующий полевой транзистор с ТТЛ-схемами (на биполярном транзисторе T_2), .и выходной операционный усилитель. Выбросы, возникающие в транзисторах T_1 и T_3, идентичны, поэтому они не проходят на выход операционного усилителя, подавляющего синфазные сигналы.

Конденсатор C_1 выравнивает переходные сопротивления транзисторов T_1 и T_3. В этом случае необязательно осуществлять подбор согласованной пары полевых транзисторов. Почти все выбросы компенсируются регулировкой резистора R_1.

26. ПОРЯДОК РАСЧЕТА КОММУТАТОРА НА ПТ С p-n-ПЕРЕХОДОМ

На основании вышеизложенного можно предложить простой метод расчета коммутатора аналоговых сигналов на ПТ.

1. Выбирается структура коммутатора на основании исходных данных: числа каналов, выходного сопротивления датчиков, допустимой погрешности, частотного и динамического диапазонов коммутируемых аналоговых сигналов.

В многоступенчатых коммутаторах погрешность, обусловленная взаимным влиянием каналов, наблюдается в меньшей степени, чем в одноступенчатом. При значительном числе каналов многоступенчатая структура оказывается и более быстродействующей за счет уменьшения выходной емкости коммутатора. Кроме того, многоступенчатая структура обладает меньшей погрешностью перед одноступенчатой в случае значительного сопротивления датчиков.

Одноступенчатая структура требует меньшего числа ключей и в основном используется при незначительном числе каналов (обычно не более 10).

2. Выбирается тип полевого транзистора, работающего в качестве ключа, в соответствии с изложенными в § 23 рекомендациями.

3. Выбирается схема управления аналоговым ключом.

4. Составляется эквивалентная схема коммутатора и на основании ее анализа находятся статическая и динамическая погрешности коммутатора.

5. Находятся все параметры аналогового ключа, вносящие свой вклад в погрешность коммутатора при передаче сигнала.

Пример расчета. Необходимо спроектировать и рассчитать электронный коммутатор, который подключает выходы биоусилителей к аналогоцифровому преобразователю (см. § 60).

Исходные данные:

Число каналов	4
Частотный спектр входного сигнала, Гц . .	0,5—200
Амплитуда коммутируемого сигнала, В . .	±3
Погрешность передачи сигнала, %. . . .	<0,5
Выходное сопротивление биоусилителей, кОм	2
Сопротивление нагрузки (АЦП), МОм . .	1
Диапазон рабочих температур, °С	10—40

Предусмотреть возможность наблюдения всех четырех процессов на экране однолучевого осциллографа.

1. Определим частоту опроса каналов коммутатора. По теореме Котельникова частота замеров $f_п$ должна превышать максимальную частоту спектра сигнала $F_в$ как минимум в 2 раза. Практически это значение берется обычно в 5—10 раз больше. Отсюда частота опроса одного канала

$$f_п = 5F_в = 5 \cdot 200 = 1000 \text{ Гц}.$$

Частота опроса четырех каналов $f_к = 4$ кГц.

2. Поскольку число каналов незначительное, останавливаем свой выбор на одноступенчатой структуре коммутатора.

3. Выбираем в качестве ключа полевой транзистор КП103Ж, имеющий следующие параметры:

$$I_{c0} = 0{,}55 \div 1{,}2\ \text{мА} \quad S_{\text{макс}} = 0{,}7 \div 2{,}1\ \text{мА/В};$$

$$U_{\text{отс}} = 0{,}5 \div 2{,}2\ \text{В}; \quad I_{з} = 20 \cdot 10^{-9}\ \text{А};$$

$$r_{з} = 4 \cdot 10^{8}\ \text{Ом}.$$

Дальнейший расчет ведем для наихудшего случая.

4. Определим необходимое напряжение запирания для выбранного типа транзистора (без учета входного сигнала):

$$U_{\text{запПТ}} \geqslant \frac{U_{\text{отс.макс}} + U_{\text{отс.др}}}{1 - \sqrt{\dfrac{I_{\text{отс}}}{I_{\text{сомин}}}}} = \frac{2{,}2 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 30}{1 - \sqrt{\dfrac{10 \cdot 10^{-6}}{0{,}55 \cdot 10^{-3}}}} \approx 2{,}8\ \text{В},$$

где $U_{\text{отс.др}} = (2 \div 3\ \text{мВ/°C})\ \Delta T°$.

С учетом входного сигнала управляющее напряжение, необходимое для полного запирания ПТ, определим по выражению

$$U_{\text{зап}} \geqslant U_{\text{зап ПТ}} + U_{\text{вх.макс}} = 2{,}8 + 3 = 5{,}8\ \text{В}.$$

Поскольку допустимое напряжение запирания сверху ограничивается максимально допустимым напряжением на затворе, равным 15 В, то $U_{\text{зап}}$ необходимо выбирать из промежутка

$$5{,}8\ \text{В} \leqslant U_{\text{зап}} \leqslant 15\ \text{В}.$$

Это значение уточняется при расчете режима работы транзистора, управляющего цепью затвора.

5. Выбираем схему управления с буферным усилителем. При этом появляется возможность разделить цепи измерения (высокоомный выход коммутатора) и наблюдения (низкоомный выход коммутатора).

6. Определим статическую погрешность рассчитываемого коммутатора, представив его в виде эквивалентной схемы, изображенной на рис. 30, *а*.

Считаем, что в рассматриваемый момент времени включен третий канал. В этом случае напряжение датчика (выходное напряжение биоусилителя) третьего канала, подключенного к нагрузке, вызовет в цепи ток $I_{н} = U_3/R_{н}$, который создает на сопротивлениях $(r_{к0} + R_{i3})$ падение напряжения

$$\Delta U_1 = \frac{(R_{i3} + r_{k0})\, U_3}{R_{н}}.$$

Напряжения датчиков U_1, U_2, U_4 вызывают токи, протекающие через сопротивления запертых ПТ и сопротивления $R_{i3} + r_{к0}$, создавая на последних дополнительное падение напряжения

$$\Delta U_2 = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{U_i}{r_{з}} (r_{к0} + R_{i3}),$$

где $N = 4$ — число каналов коммутатора.

Обратные токи затворов запертых транзисторов, протекая по той же цепи, создают дополнительную ошибку

$$\Delta U_3 = (N-1)\frac{I_з}{2}(r_{к0} + R_{iз}).$$

Кроме перечисленных выше погрешностей в передаче сигнала существует еще одна, обусловленная входным током БУ:

$$\Delta U_4 = I_{вх\ БУ}(r_{к0} + R_{iз}).$$

Поскольку коммутатор предназначен для работы в интервале температур 10—40° С, необходимо учесть, что токи затворов ПТ удваиваются на каждые 10° С, т. е. в нашем случае токи затворов следует увеличить в 8 раз.

Суммарная статическая погрешность коммутатора выразится следующим образом:

$$\Delta U_\Sigma = \left[\frac{r_{к0} + R_{iз}}{R_н} U_3\right] + \left[\sum_{i=1}^{N-1} \frac{U_i}{r_з} + (N-1)\frac{8I_з}{2}\right](r_{к0} + R_{iз}) +$$

$$+ 8I_{вх\ БУ}(r_{к0} + R_{iз}).$$

7. Определим недостающие для вычисления статической погрешности параметры ключа на ПТ.

Сопротивление канала открытого транзистора определим по выражению (46)

$$r_{к0} \approx \frac{1}{S_{макс}} = \frac{1}{0,7} = 1,43\ кОм.$$

Ток стока запертого транзистора

$$I_{с.зап} \approx \frac{I_з}{2} = \frac{20 \cdot 10^{-9}}{2} = 10^{-8}\ А.$$

Входной ток буферного усилителя

$$I_{вх\ БУ} = I_з = 2 \cdot 10^{-8}\ А.$$

Подставляя найденные значения в выражение суммарной статической погрешности, получаем:

$$\Delta U_\Sigma = \left[\frac{2 \cdot 10^3 + 1,43 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^6} \cdot 3\right] + \left[\frac{3 \cdot 1}{1 \cdot 10^8} + (4-1) \times\right.$$

$$\left.\times \frac{8 \cdot 2 \cdot 10^{-8}}{2}\right](2 \cdot 10^3 + 1,43 \cdot 10^3) + 8 \cdot 2 \cdot 10^{-8}(2 \cdot 10^3 +$$

$$+ 1,43 \cdot 10^3) \approx 1,1 \cdot 10^{-2}\ В.$$

Таким образом, максимальная погрешность в передаче сигнала составит 0,36%, что меньше допустимой, поэтому выбор структуры

коммутатора и типа ПТ сделан правильно и можно продолжать расчет элементов коммутатора.

8. Найдем полную емкость затвора (см. эквивалентную схему рис. 30, *б*)

$$C_з = C_{з.и} + C_{з.с} + C_д = 20 + 2 + 8 = 30 \text{ пФ},$$

где $C_д$ — емкость диода.

9. Время опроса одного канала

$$T_к = \frac{1}{f_к} = \frac{1}{4 \cdot 10^3} = 0{,}25 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

10 При запирании ключа емкость затвора перезаряжается с постоянной времени $\tau_з = (R_{св} + R_i) C_з$ (R_i — выходное сопротивление биоусилителей). При этом сопротивление канала будет изменяться в соответствии с формулой (44). Полагая, что сопротивление канала достигает своего установившегося значения за время, равное 3—5 $\tau_з$, можно определить допустимое значение $R_{св}$:

$$R_{св} \leqslant \frac{t_у - 4C_з R_i}{4C_з} = \frac{25 \cdot 10^{-6} - 4 \cdot 30 \cdot 10^{12} \cdot 2 \cdot 10^3}{4 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} \approx 200 \text{ кОм},$$

где $t_у$ — допустимое время установления прямого сопротивления канала (примем $t_у = 0{,}1\, T_к$).

11. Напряжение питания управляющего каскада берем из уже найденного ранее промежутка допустимых напряжений на затворе (5,8 В $\leqslant U_{зап} \leqslant$ 15 В). Принимаем стандартное значение $E_к = 12{,}6$ В.

12. Ток, потребляемый от буферного каскада,

$$I_{БУ} = \frac{E_к - U_{вх}}{R_{св}} (N - 1) = \frac{12{,}6 - 3}{200 \cdot 10^3} \cdot 3 \approx 0{,}14 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

13. Скорость затухания переходных процессов на выходе коммутатора определяется постоянной времени выходной шины $\tau_{вых}$:

$$\tau_{вых} \approx \left(r_{к0} + R_i + \frac{R_к}{N - 1} \right) C_{вых},$$

где

$$C_{вых} = (C_{з.с} + C_{с.и}) N + C_{вх.\, БУ} + C_м = (2 + 18)\, 4 + $$
$$+ 20 + 50 = 150 \text{ пФ};$$

$R_к$ — резистор коллекторной нагрузки биполярного ключевого транзистора в схеме управления, причем его сопротивление обычно берется равным 5—10 кОм.

Принимаем $R_к = 6{,}2$ кОм. Тогда

$$\tau_{вых} = \left(2 \cdot 10^3 + 1{,}43 \cdot 10^3 + \frac{6{,}2 \cdot 10^3}{4 - 1} \right) \cdot 150 \cdot 10^{-12} = 8 \cdot 10^{-7} \text{ с}.$$

Поскольку нагрузкой коммутатора служит преобразователь «аналог — код», то для исключения ошибки из-за переходных процессов и времени установления минимального сопротивления ключа

измерение аналогового сигнала (преобразование в код) необходимо начинать через время

$$t_з \geqslant 10\tau_{вых} + t_у = 8 \cdot 10^{-6} + 25 \cdot 10^{-6} = 33 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Расчет ключей на биполярных транзисторах, управляющих цепями затворов ПТ, не имеет каких-либо особенностей и он может быть произведен по методике [95].

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

27. УПТ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Высокое входное сопротивление, малый температурный дрейф (в термостабильной точке), низкий уровень шумов позволяют использовать ПТ в схемах усилителей постоянного тока. Наличие термостабильной точки у полевых транзисторов выгодно отличает их от

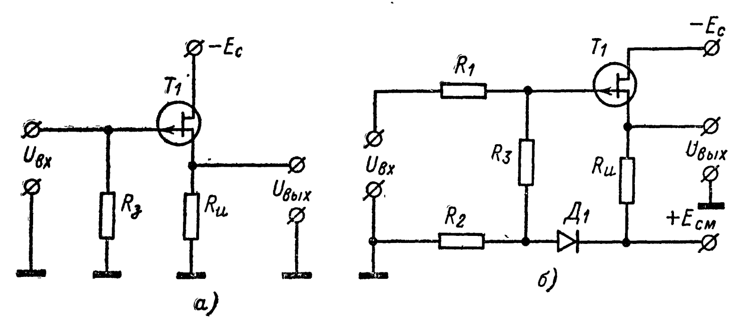


Рис. 32. Простейшие схемы УПТ.

а — истоковый повторитель; *б* — истоковый повторитель с компенсацией дрейфа тока затвора.

электронных ламп и биполярных транзисторов, используемых в УПТ.

В этом параграфе будут рассмотрены простейшие схемы УПТ, а также более сложные балансные каскады на полевых транзисторах.

Полевой транзистор при токе стока, соответствующем точке «нулевого» дрейфа, в схеме простейшего УПТ (рис. 32, *а*) может иметь очень малый дрейф. Так, при изменении температуры окружающей среды от +10 до +100° С приведенный ко входу дрейф может быть менее 100 мкВ, что соответствует среднему дрейфу 1 мкВ/°С во всем диапазоне температур [13]. Таких результатов можно достигнуть, конечно, при очень тщательной установке термостабильной точки.

При смене транзисторов без дополнительной подстройки появится дрейф, если новый транзистор не будет иметь точно такое же $U_{отс}$, что и прежний.

Достоинство выбора рабочей точки ПТ с нулевым дрейфом по сравнению с другими методами компенсации состоит в том, что используется компенсация встречно направленных явлений внутри одного транзистора.

При большом сопротивлении резистора в цепи затвора $R_з$ появляется дополнительный дрейф, обусловленный током затвора. Этот дрейф можно скомпенсировать с помощью диода и резистивного делителя в схеме, изображенной на рис. 32, *б*. Здесь обратный ток диода $Д_1$, протекая через резистор R_2, создает на нем падение

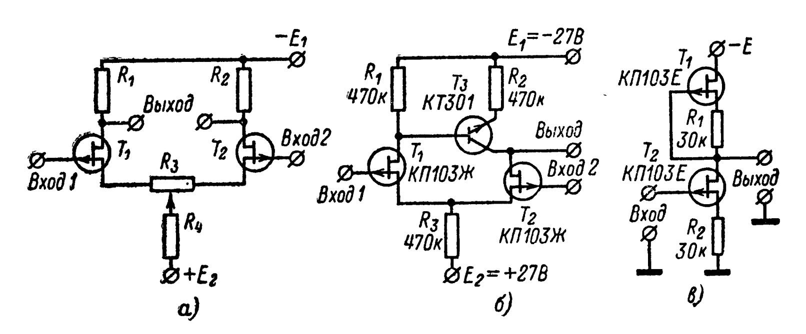


Рис. 33. Принципиальные схемы балансных усилителей.

а — дифференциальный усилитель; *б* — разностный каскад с генератором тока в нагрузке; *в* — последовательный балансный каскад.

напряжения, равное и противоположное напряжению, создаваемому обратным током затвора на резисторе R_3. В результате компенсации дрейф может быть снижен до 2 мВ и менее в диапазоне температур от —25 до +100° С.

Для больших значений тока стока $I_с$, когда режим ПТ далек от оптимального с точки зрения температурной стабильности, можно получить коэффициент усиления порядка 15—30 при $R_{вых} \approx R_с = 10 \div 20$ кОм. Коэффициент усиления такого же порядка можно получить и от ПТ с малым напряжением отсечки (т. е. при малых токах стока) в термостабильной точке, однако $R_с$ в этом случае оказывается равным 100—200 кОм, а $R_{вых} = R_i \| R_с > 50 \div 100$ кОм. Столь большие значения $R_{вых}$ приводят к сужению полосы пропускания усилителя до 10—20 кГц [32].

Для расчета температурного дрейфа усилителей на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом можно воспользоваться формулами, приведенными в [36].

Наилучшим способом компенсации дрейфа УПТ с непосредственной связью является использование согласованных пар полевых транзисторов, включенных по схеме дифференциального усилителя (рис. 33, *а*).

Особенностью балансных усилителей постоянного тока на ПТ является то, что для получения минимального дрейфа приходится использовать режим микротоков. Это в свою очередь обусловливает трудность получения высокого коэффициента усиления и широкой полосы пропускания балансных каскадов.

В [32] показано, что дрейф балансных каскадов можно определить по выражению

$$dU_{\text{др}} = \frac{\rho'}{\rho} \sqrt{I_{\text{с}}} \left(\frac{U_{\text{отс}1}}{\sqrt{I_{\text{с}01}}} - \frac{U_{\text{отс}2}}{\sqrt{I_{\text{с}02}}} \right) dT, \quad (63)$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление кремния; T — абсолютная температура;

$$\frac{\partial \rho}{\partial T} = \rho' = \text{const}.$$

Из соотношения (63) видно, что дрейф балансных каскадов зависит от величины $I_{\text{с}}$ и разброса параметра, определяемого выражением

$$\xi = \frac{U_{\text{отс}}}{\sqrt{I_{\text{с}0}}}. \quad (64)$$

Таким образом, получение приемлемого значения приведенного дрейфа сопряжено со значительными трудностями: необходимостью использования транзисторов в режиме очень малых токов стока $I_{\text{с}}$ и отбором в пары по параметру ξ, не поддающемуся прямому измерению.

Использование ПТ в режиме микротоков приводит к проблеме получения коэффициента усиления больше нескольких единиц при ограниченных номиналах источников питания. Один из возможных путей решения этой проблемы—использование схем по типу рис. 33,*б*, где биполярный транзистор в режиме генератора тока создает эквивалентное сопротивление в несколько мегаом в цепи стока T_2. По данным [32] такой каскад для полевых транзисторов с $U_{\text{отс}} \leqslant 2$ В и $I_{\text{с}0} \leqslant 0{,}5$ мА обеспечивает усиление около 30 при $I_{\text{с}} \approx 30$ мкА. Среднее значение приведенного ко входу дрейфа составляет 100—200 мкВ/°С.

Разбаланс по сопротивлениям R_1 и R_2 (рис. 33, *б*) не играет в этой схеме существенной роли благодаря автоматической установке режима биполярного транзистора T_3.

Коэффициент усиления разностного каскада, изображенного на рис. 33, *б*, можно определить, используя $\mu = R_i S_{\text{макс}}$ как основной параметр усиления, потому что полевые транзисторы сохраняют значение μ приблизительно постоянным в широком диапазоне изменения $I_{\text{с}}$. Тогда усиление разностного каскада можно определить по приближенной формуле [33]

$$K_{\text{и}} = \frac{\mu r_{\text{к}}}{r_{\text{к}} + R_i}, \quad (65)$$

где $r_{\text{к}}$ — выходное сопротивление каскада на транзисторе T_3 по схеме с общей базой.

В том случае, когда необходим усилитель постоянного тока с несимметричными входом и выходом, можно использовать последовательно-балансный каскад, принципиальная схема которого изображена на рис. 33, *в*. Схема отличается простотой и невысокой кри-

тичностью к подбору транзисторов в пары. Ток в рабочей точке целесообразно выбирать в пределах 0,1—0,2 мА. Усиление в области низких частот на холостом ходу

$$K_и \approx \mu/2. \qquad (66)$$

При $R_1 = R_2 = 30$ кОм (рис. 33, *в*), $E_{пит} = 24$ В и использовании полевых транзисторов типа КП103Ж получен коэффициент усиления $K_и = 15$ при приведенном ко входу дрейфе меньше 150 мкВ/°С.

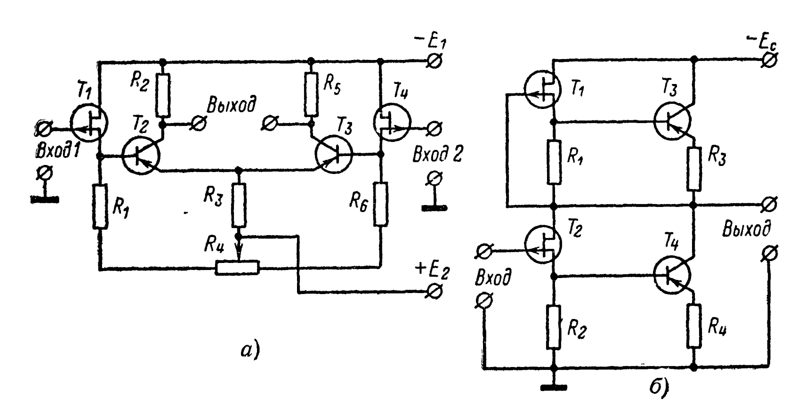


Рис. 34 Схемы комбинированных балансных усилителей.

а — параллельно-балансного; *б* — последовательно-балансного.

Приведенные на рис. 33 схемы имеют высокое выходное сопротивление (200—500 кОм) и узкую полосу пропускания (10—20 кГц).

Повышение усиления и расширение полосы пропускания может быть достигнуто путем использования комбинации полевых и биполярных транзисторов. У таких комбинированных каскадов (рис. 34) можно получить коэффициент усиления примерно 200 при дрейфе, приведенном ко входу, 50—100 мкВ/°С [33].

Для расширения полосы пропускания и для получения нулевого уровня на выходе усилителя прибегают к усложнению принципиальной схемы УПТ [38].

Отметим, что отбор пар полевых транзисторов облегчается тем, что между S_m, $U_{отс}$ и I_{c0} существует достаточно однозначное соответствие (3), позволяющее вести отбор по одному, максимум по двум параметрам.

Подробные сведения о подборе одиночных полевых транзисторов в пары для дифференциальных усилителей можно найти в [37], где автор анализирует взаимосвязь параметров отдельных транзисторов, входящих в пару, с температурным дрейфом и смещением нуля пары, предлагает способ подбора, качественно связывающий критерий подбора и заданные величины температурного дрейфа и смещения нуля.

28. ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В УПТ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

При необходимости измерения очень слабых сигналов постоянного тока (единиц микровольт) применение усилителей с непосредственной связью невозможно из-за их высокого дрейфа. В этом случае используются усилители с модуляцией и демодуляцией (М-ДМ), которые мало чувствительны к изменениям питающих напряжений и температуры окружающей среды и значительно стабильнее во времени, чем усилители с непосредственными связями. В усилителях М-ДМ сигнал постоянного тока преобразуется с помощью специального устройства (модулятора *М*) в переменный, затем полученный сигнал усиливается усилителем переменного тока (*У*), после чего детектируется демодулятором *ДМ*. После демодулятора обычно включается фильтр нижних частот *ФНЧ*, на выходе которого выделяется усиленный сигнал постоянного тока, пропорциональный входному (рис. 35).

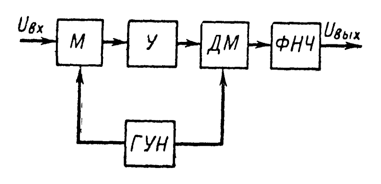


Рис. 35. Структурная схема усилителя М-ДМ.

Так как усиление на постоянном токе заменяется усилением на переменном токе, то дрейф всего усилителя определяется только изменением нулевого уровня выходного напряжения модулятора.

Следующие свойства полевых транзисторов делают их во многих случаях незаменимыми в модуляторах УПТ с преобразованием:

практическое отсутствие статического напряжения смещения нуля;

малый обратный ток затвора закрытого транзистора, обеспечивающий малый дрейф по току и напряжению;

малая мощность управления затвором;

большой срок службы.

Рассмотрим причины, ухудшающие качественные показатели усилителей М-ДМ с модуляторами на полевых транзисторах: дрейф нулевого уровня и коммутационные помехи, используя при этом те же эквивалентные схемы и ключевые параметры ПТ, которые были приведены в гл. 3.

Дрейф нулевого уровня модулятора с ПТ обусловлен изменением обратного тока затвора $I_з$, который зависит от величины управляющего напряжения на затворе и сопротивление затвор — канал. При малом значении тока $I_з$ и высокой частоте преобразования дрейф нулевого уровня зависит также от изменения тока помехи. Остаточный ток ПТ с *p-n*-переходом зависит от температуры, как уже говорилось выше, по экспоненциальному закону. Практически можно с достаточной степенью точности считать, что ток затвора для кремниевых приборов удваивается на каждые 10—12° С.

Вследствие наличия сопротивления источника сигнала и сопротивления замкнутого ключа изменение остаточного тока вызывает дрейф нулевого уровня по напряжению. При отсутствии входного сигнала напряжение дрейфа, приведенное ко входу, можно опреде-

лить по схеме рис. 36, *а*, из условия, что напряжение на входе преобразователя одинаково при замкнутом и разомкнутом ключе [6]:

$$\frac{U_{\text{др}} r_{\text{к}}}{R_i + r_{\text{к}}} = \left(\frac{U_{\text{др}}}{R_i} - \Delta I_{\text{з}}\right) \frac{R_i r_{\text{з}}}{r_{\text{к}} + r_{\text{з}}},$$

откуда

$$U_{\text{др}} = \Delta I_{\text{з}} \frac{R_i + r_{\text{к}}}{r_{\text{з}} - r_{\text{к}}}.$$

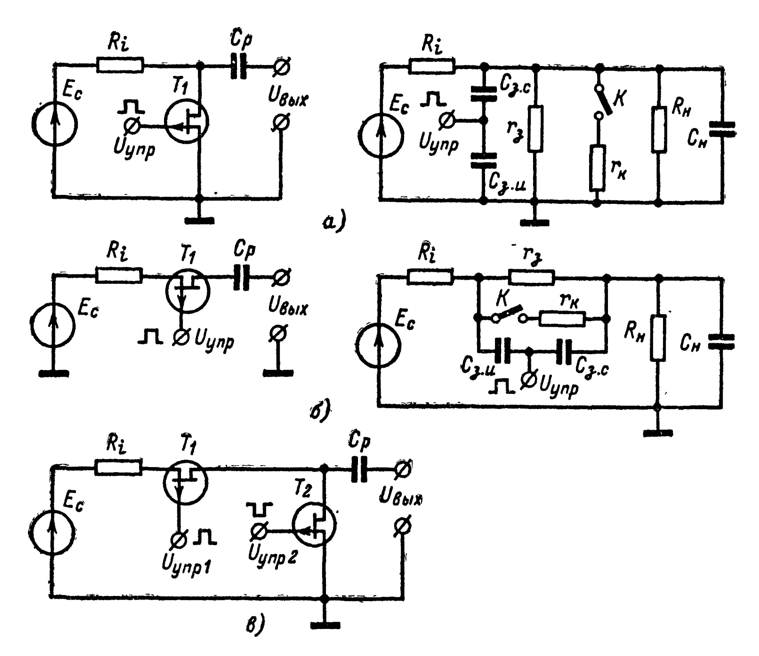


Рис. 36. Принципиальные и эквивалентные схемы модуляторов на ПТ.

а — параллельного модулятора; *б* — последовательного модулятора; *в* — параллельно-последовательного модулятора.

Поскольку для полевых транзисторов выполняется условие $r_{\text{з}} \gg r_{\text{к}}$, то

$$U_{\text{др}} \approx \Delta I_{\text{з}} (R_i + r_{\text{к}}), \tag{67}$$

где $\Delta I_{\text{з}}$ — изменение остаточного тока, вызванное нестабильностью управляющего напряжения, изменением емкости затвор — канал и другими причинами.

Таким образом, при использовании ПТ в модуляторах высокочувствительных УПТ необходима компенсация остаточных токов и

напряжений. При использовании МОП-транзисторов, у которых значение тока затвора на 2—4 порядка меньше, чем у ПТ с *p-n*-переходом, компенсация остаточного тока обычно не требуется.

Другой причиной, вызывающей дрейф и снижающей чувствительность УПТ, является коммутационная помеха. Помеха возникает на выходе модулятора за счет прохождения управляющего напряжения через емкости $C_{з.с}$ и $C_{з\,и}$. Эта помеха ограничивает частоту коммутации порядка 500—2000 Гц для ПТ с управляющим *p-n*-переходом (в некомпенсированных модуляторах). Величина помехи зависит от сопротивлений канала открытого и закрытого транзистора, от значения и формы управляющего напряжения и, как уже говорилось выше, от емкости затвора.

Заметим, что на дрейф нулевого уровня оказывают влияние также паразитные термо-э. д. с., возникающие в местах соединений разнородных металлов. Для их уменьшения следует внимательно относиться к выбору металлов соединительных проводников, обеспечивающих минимальную термо-э. д. с., тщательно термоизолировать входные цепи, выравнивать температуры в местах соединений, использовать при пайке специальные припои и т. д. Проведение указанных мероприятий позволяет снизить термо-э. д. с. приблизительно до 1 мкВ/°С [41].

В модуляторах, выполненных на полевых транзисторах, используются управляющие напряжения различной формы: синусоидальные, трапециевидные и прямоугольные. Напряжение прямоугольной формы предпочтительно, так как оно может быть меньше, чем напряжение других форм. При использовании полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом прямоугольные импульсы управляющего напряжения должны быть однополярными.

29. СХЕМЫ МОДУЛЯТОРОВ

В зависимости от схемы включения транзисторных ключей модуляторы делятся на параллельные, последовательные и последовательно-параллельные; по цикличности работы — однотактные и двухтактные; в зависимости от типа нагрузки — резистивные, индуктивные и трансформаторные.

Параллельный модулятор предназначен для работы с высокоомным источником напряжения. Его принципиальная и эквивалентная схемы приведены на рис. 36, *а*.

Чувствительность преобразователя к входному сигналу $S_с$ определяется как отношение эффективного значения первой гармоники выходного напряжения к постоянному напряжению на входе [41]. Для сравнительно низких частот преобразования $f < 1/2\pi C_{з\,с}(R_i + r_к)$ и $R_i \gg r_к$ можно считать

$$S_{с.макс} \approx \sqrt{2}/\pi = 0{,}45. \qquad (68)$$

Для низких частот управляющего напряжения $U_{упр}$ амплитуда помехи на выходе модулятора вычисляется по формуле

$$U_п = \sqrt{2}\, f C_{з.с} R_i (U_{упр} - U_1), \qquad (69)$$

где U_1 — напряжение на емкости $C_{з.с}$ в момент запирания транзистора.

Максимальная рабочая частота управляющего напряжения выбирается по условию [41]

$$f_{\text{макс}} < \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{отс}}\, \pi C_{\text{з.с}} R_i}, \tag{70}$$

где $U_{\text{с}}$ — напряжение входного сигнала.

Из условия (70) видно, что для повышения максимальной частоты управляющего напряжения необходимо выбирать транзисторы с малым напряжением отсечки и малой проходной емкостью.

Принципиальная и эквивалентная схемы последовательного модулятора приведены на рис. 36, *б*. При постоянной времени цепи нагрузки $\tau_{\text{н}} = R_{\text{н}}(C_{\text{н}} + C_{\text{з.с}})$ и сравнительно низкой частоте преобразования $f < \frac{1}{2\pi\tau_{\text{н}}}$ максимальная чувствительность последовательного модулятора к полезному сигналу, как и в случае параллельного модулятора,

$$S_{\text{с·макс}} \approx 0{,}45.$$

Для повышения чувствительности целесообразно увеличивать входное сопротивление усилителя переменного тока, а для снижения помехи на выходе модулятора следует выбирать транзисторы с малым напряжением отсечки и по возможности минимальное значение управляющего напряжения.

Наиболее широкое распространение получил последовательно-параллельный модулятор, обладающий лучшими характеристиками по сравнению с параллельным и последовательным преобразователями. В таком модуляторе изменение внутреннего сопротивления источника сигнала относительно слабо влияет на основные характеристики модулятора, а благодаря разнополярному управлению ключами происходит частичная компенсация помехи в нагрузке.

Принципиальная схема последовательно-параллельного модулятора приведена на рис. 36, *в*.

Чувствительность последовательно-параллельного модулятора к полезному сигналу

$$S_{\text{с}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_i + r_{\text{к}}}. \tag{71}$$

Амплитуда напряжения помехи на выходе модулятора

$$U_{\text{п}} = 2fR_i\, [(U_{\text{упр}} - U_{\text{отс2}})\, C_{\text{з·с2}} - U_{\text{отс1}}\, C_{\text{з·и1}}], \tag{72}$$

где индексы «1» и «2» означают, что соответствующие обозначения относятся к транзисторам T_1 или T_2.

Преобразователи малых напряжений постоянного тока с ПТ могут выполняться по трансформаторной схеме. Такие схемы обеспечивают наиболее высокую чувствительность и хорошее согласование с источником сигнала при условии выполнения трансформатора с требуемой степенью симметрии. На рис. 37, *а* представлена однотактная последовательная схема преобразователя с входным трансформатором. Выходной сигнал появляется при замкнутом ключе [6].

Двухтактная балансная схема с входным трансформатором (рис. 37, *б*) состоит из двух однотактных, управляемых противофазными сигналами. При точной балансировке с помощью подстроечных конденсаторов C_1 и C_2 двухтактная схема позволяет существенно снизить остаточную помеху. Однотактная балансная схема используется для измерения напряжения до 0,2 мкВ при сопротивлении источника сигнала менее 40 кОм. Дрейф нулевого уровня схемы (в течение нескольких дней) не превышает 0,3 мкВ при частоте преобра-

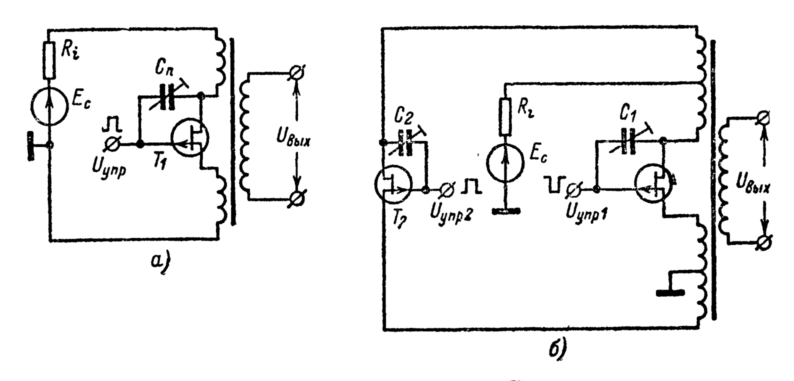


Рис. 37. Трансформаторные модуляторы на ПТ.

а — однотактный последовательный модулятор; *б* — двухтактный балансный модулятор.

зования 250 Гц. Двухтактная схема с входным трансформатором, работающая на частоте 250 Гц, позволяет получить полную нестабильность нулевого уровня (в течение трех недель) менее 0,05 мкВ [42].

30. МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ ОСТАТОЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Существует достаточно много методов и схемных решений, позволяющих уменьшить дрейф нулевого уровня и коммутационные помехи. В этом параграфе рассмотрены лишь некоторые методы устранения остаточных параметров

Компенсацию остаточного тока можно произвести включением плоскостного диода с характеристикой обратного тока, близкой к характеристике остаточного тока ПТ по схеме рис. 38, *а*. Поскольку остаточный ток ПТ зависит от управляющего напряжения, то компенсирующий диод также подключается к этому источнику. Полную компенсацию в такой схеме осуществить невозможно, поскольку необходимо осуществлять подбор компенсирующего диода и точную установку напряжения на нем. Практически такая схема обеспечивает снижение дрейфа нулевого уровня по току до $5 \cdot 10^{-10}$ А и по напряжению до 0,5 мкВ в диапазоне температур 20—70° С [6].

Требуемое значение компенсирующего тока без подбора диода $Д_к$ может быть получено при помощи делителя R_1 и R_2 (рис. 38, *б*). В этой схеме обратный ток диода должен превышать ток утечки затвора ПТ. Недостатком является шунтирование делителя канала

полевого транзистора. При подключении компенсирующего диода к источнику постоянного напряжения дрейф нулевого уровня составляет 5—15 мкВ в диапазоне температур 20—60° С. Необходимого значения компенсирующего тока диода можно достигнуть, используя дополнительные приемы: подбор диода, изменение амплитуды напряжения, подаваемого на диод, включение делителя тока, как показано на рис. 38, *в* [43].

Существенное влияние на работу модулятора оказывает помеха, проходящая в цепи управления через емкость затвор — канал. Эквивалентное напряжение помехи, обусловленное указанной емкостью, пропорционально напряжению управления, сопротивлению источника

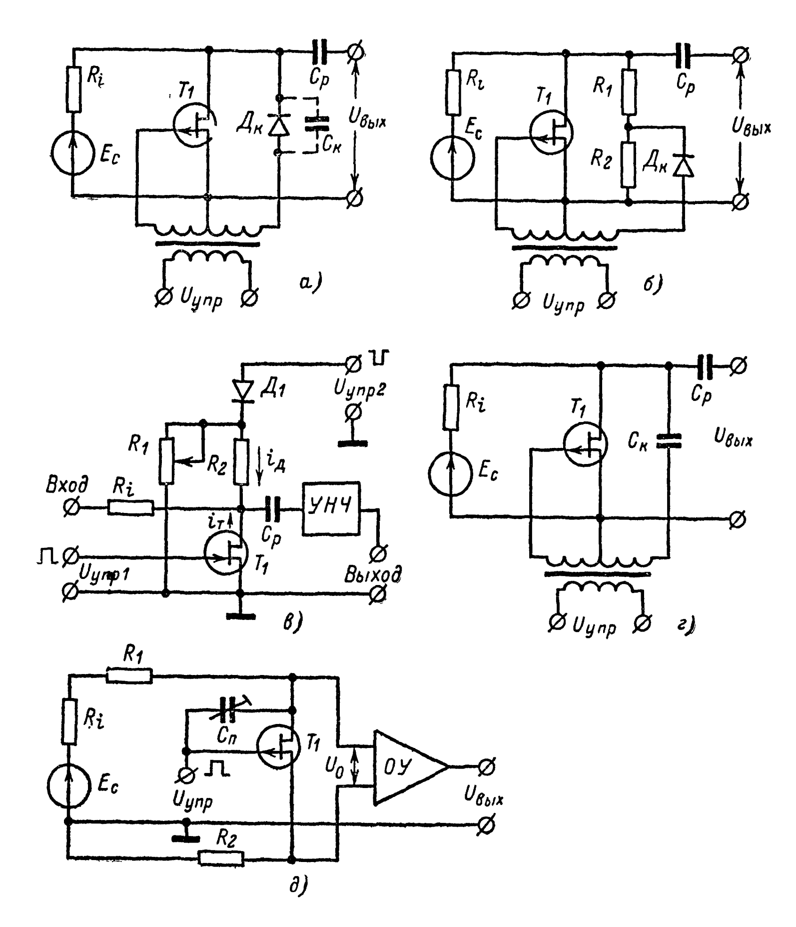


Рис. 38. Схемы компенсационных модуляторов.

а, б, в — модуляторы с компенсацией остаточного тока; *г, д* — модуляторы с компенсацией коммутационной помехи.

сигнала, частоте преобразования и значению емкости. Компенсацию тока помехи $I_п$ можно осуществить включением дополнительного конденсатора $C_к$ в схеме на рис. 38, *г*. Здесь удается скомпенсировать только помеху основной частоты, однако существенное влияние на работу модулятора оказывают также помехи высших гармоник.

Практически такая схема компенсации снижает напряжение помехи до 1—2 мВ [6].

Если модулятор управляется напряжением прямоугольной формы, то сигнал помехи имеет вид коротких, но больших по амплитуде (до 150—200 мВ) импульсов, которые могут вызвать насыщение усилителя, включенного на выходе модулятора, и смещение нулевого уровня.

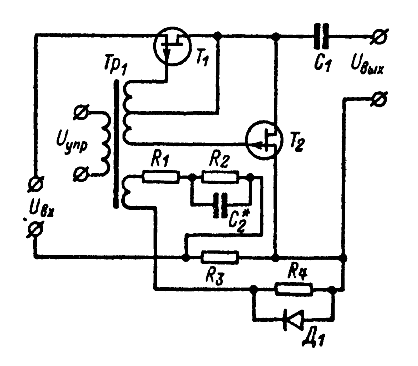


Рис. 39. Практическая схема модулятора на полевых транзисторах с компенсацией импульсной помехи.

На рис. 38, *д* представлена однотактная параллельная схема, в которой выход модулятора подключается к дифференциальному входу операционного усилителя. В этой схеме исток ПТ подключается к общей точке через балансирующее сопротивление R_2. Для окончательной регулировки вводится подстроечный конденсатор $C_п$. Введение внешнего подстроечного конденсатора не ухудшает температурной стабильности схемы, так как емкости ПТ имеют низкий температурный коэффициент (0,02%°/С) [6]. В сбалансированной схеме, т. е. при $R_1=R_2$ и $C_{з.и}=C_{з\ с}$, остаточное напряжение помехи практически отсутствует.

Некоторое снижение помех достигается применением модулятора с последовательно-параллельным включением ПТ (рис. 36, *в*). Основные характеристики этой схемы были приведены ранее. Использование в последовательно-параллельном модуляторе управляющих напряжений противоположной полярности приводит к некоторой компенсации остаточного напряжения помехи. Полной компенсации получить нельзя из-за неидентичности ПТ, работающих в паре, и зависимости емкостей затвор — канал от величины управляющего напряжения.

На рис. 39 изображена принципиальная схема последовательно-параллельного модулятора [45] с компенсацией импульсной помехи, для чего между коммутирующей цепью и сигнальной включена цепь компенсации, состоящая из резисторов R_1—R_4, конденсатора C_2 и диода $Д_1$. Модулятор коммутируется напряжением прямоугольной формы с частотой 1 кГц. По данным [45] модулятор обладает следующими параметрами: порог чувствительности около 5 мкВ, температурный дрейф в диапазоне температур $-5\div+60°$ С не более 0,1 мкВ/°С, временной дрейф ±2 мкВ за 8 ч непрерывной работы.

31. УСИЛИТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА КАНАЛА М-ДМ

Усилитель переменного тока канала М-ДМ должен иметь:

необходимый коэффициент усиления с требуемой стабильностью;

полосу пропускания, верхняя и нижняя границы которой отличаются от несущей частоты не менее чем в 5 раз;

большое входное сопротивление;

малый уровень низкочастотных шумов;

быстрое затухание переходного процесса после перегрузок.

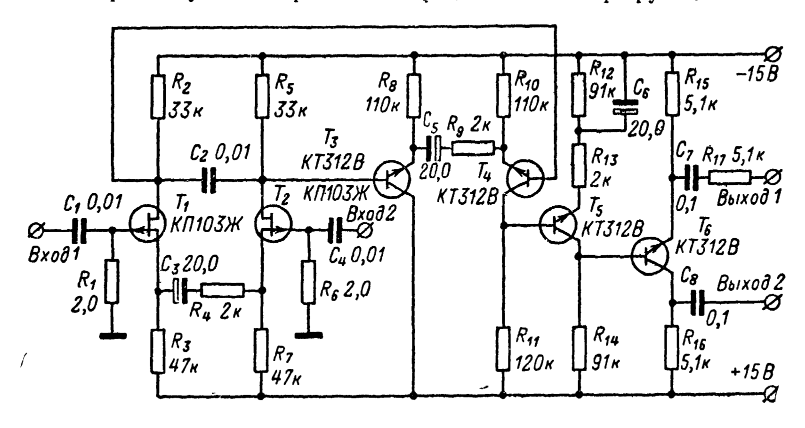


Рис. 40. Схема усилителя несущей с разделенной нагрузкой.

Перечисленные требования сравнительно легко выполнить. Так как частота коммутации (модуляции) редко превышает 10—20 кГц, то в качестве усилителей переменного тока канала М-ДМ могут быть использованы почти все схемы УНЧ, приведенные в гл. 2 данной книги.

Применение полевых транзисторов во входных каскадах усилителей переменного тока позволяет получать входные сопротивления до десятков мегаом (в зависимости от частоты модуляции), что обеспечивает коэффициент преобразования М-ДМ систем, близкий к коэффициенту преобразования собственно модуляторов. Использование микросхем типа К2УС261—К2УС264 в качестве усилителей переменного тока позволяет сократить габариты и повысить надежность УПТ М-ДМ в целом.

В случае использования двухтактных модулятора и демодулятора целесообразно во входном каскаде усилителя несущей применять дифференциальную схему, а на выходе — каскад с разделенной нагрузкой. Принципиальная схема такого усилителя переменного тока изображена на рис. 40 [49]. Связь между каскадами непосредственная.

Термостабилизация достигается введением местных обратных связей и использованием дифференциальных усилителей. Для получения одинаковых выходных сопротивлений усилителя последовательно с выходом *1* установлен резистор R_{17}.

32. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УПТ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

На рис. 41 приведена схема УПТ М-ДМ с использованием микросхем [48]. Особенность схемного решения этого усилителя состоит в том, что компенсация переходных процессов от перезаряда входных емкостей усилителя осуществляется не в модуляторе, а в первом каскаде усилителя несущей частоты. Компенсация достигается за счет того, что часть входного сигнала подается через переменный резистор R_3 и конденсатор C_1, минуя модулятор, на второй вход дифференциального усилителя К1УТ221А. При равенстве огибающей переходного процесса на одном входе дифференциального усилителя экспоненциальному напряжению на другом его входе в выходном напряжении будут полностью скомпенсированы переходные процессы. Равенство указанных напряжений достигается регулировкой R_3. Переходные процессы будут скомпенсированы при выполнении двух условий: равенстве постоянных напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 в начальный момент времени при любых изменениях $U_{вх}$ и равенстве постоянных времени входных цепей дифференциального усилителя.

Модулятор усилителя собран по последовательно-параллельной схеме на полевых транзисторах типа КП103. Делитель, изменяющий масштаб входного напряжения $U_{вх}$, состоит из потенциометра R_3 и составного эмиттерного повторителя, служащего для развязки низкоомного потенциометра от источника входного сигнала. Трехкаскадный усилитель несущей частоты (40 кГц) собран на трех микросхемах типа К1УТ221А, коэффициент усиления каждого каскада регулируется резисторами обратной связи, помеченными на принципиальной схеме звездочками (R_4, R_6, R_8, R_{10}, R_{12}, R_{14}).

Упрощенная схема УПТ М-ДМ с модулятором и демодулятором на полевых транзисторах приведена на рис. 42 [51].

Последовательно-параллельный модулятор на транзисторах T_1 и T_2 позволяет несколько понизить напряжение помех, возникающих при переключении ПТ. В качестве усилителя несущей частоты используется микросхема К2УС261, входной каскад которой выполнен на полевом транзисторе; это обеспечивает хорошее согласование между модулятором и усилителем несущей. Демодулятор УПТ выполнен также на полевых транзисторах, что позволило обойтись без фазирующего трансформатора в цепи управления.

Вместо обычного RC-фильтра нижних частот в УПТ используется активный фильтр-интегратор. В этом случае коэффициент усиления несущей частоты может быть снижен в $K_и$ раз ($K_и$ — коэффициент передачи активного фильтра-интегратора) и соответственно увеличена устойчивость всего УПТ [51].

Усилитель охвачен отрицательной обратной связью, которая с выхода активного фильтра вводится в цепь истока полевого транзистора T_2, причем коэффициент усиления УПТ определяется глубиной ООС и может регулироваться с помощью потенциометра R_{10}.

Баланс нуля УПТ и регулирование уровня выходного сигнала осуществляется потенциометром R_5 на входе активного фильтра-интегратора.

По данным [51] УПТ имеет следующие параметры: коэффициент усиления с разомкнутой обратной связью около 10^6; дрейф нуля, приведенный ко входу за 7 ч. 2,0 мкВ, порог чувствительности 0,2 мкВ; температурный дрейф (в диапазоне температур $+20 \div +60°$ С) 0,2 мкВ/°С.

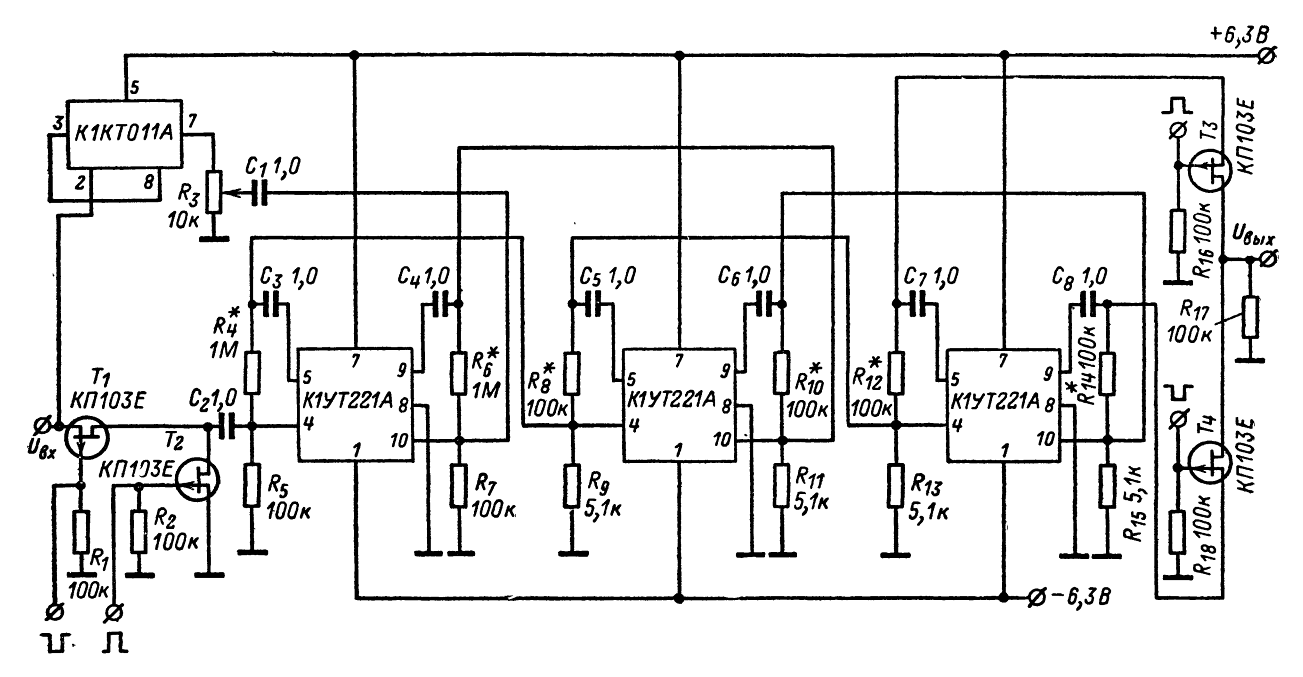


Рис. 41. Схема УПТ с преобразованием на ПТ и микросхемах.

В заключение отметим, что использование полевых транзисторов в схемах УПТ с М-ДМ позволяет улучшить метрологические характеристики, уменьшить габариты и массу, повысить надежность, а

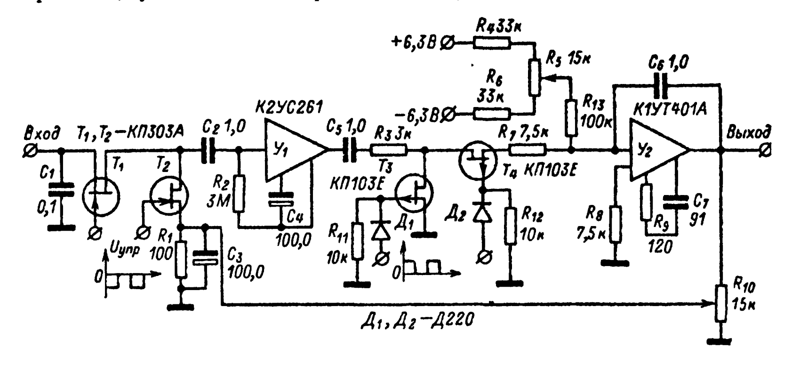


Рис. 42. Упрощенная схема УПТ М-ДМ.

применение комплементарных схем с ПТ позволит в дальнейшем создавать схемы УПТ с преобразованием полностью в интегральном исполнении.

ГЛАВА ПЯТАЯ

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

В радиоприемных устройствах (РПУ) на смену ламповой технике пришли полупроводниковые приборы. Так, биполярные транзисторы позволили резко сократить габариты и массу аппаратуры, потребляемую от источника питания мощность и т. д. Но сравнение электронных ламп и биполярных транзисторов по устойчивости к воздействию помех оказывается не в пользу последних.

Применение полевых транзисторов позволяет улучшить многие параметры радиоприемных устройств. Так, использование свойства квадратичности передаточной характеристики полевого транзистора позволяет уменьшить нелинейные и перекрестные искажения во входных каскадах усилителей радиочастоты (УРЧ). Смесители, выполненные на ПТ, в отношении коэффициента шума, перекрестной модуляции и помех от гармоник гетеродина, превосходят аналогичные схемы на обычных транзисторах. Цепи АРУ с использованием полевых транзисторов практически не потребляют мощности, причем несложно получить диапазон регулировки до 60 дБ.

Все эти свойства полевых транзисторов обусловили большой интерес к ним со стороны разработчиков радиоприемных устройств.

33. ПАРАМЕТРЫ ПРОВОДИМОСТИ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Полевые транзисторы, используемые в УВЧ и УПЧ радиоприемных устройств, можно рассматривать как линейные активные четырехполюсники, так как в любой схеме включения при малых уровнях

усиливаемых напряжений нелинейность статических характеристик ПТ не проявляется. Свойства ПТ как четырехполюсника могут быть описаны через H-, Z- или Y-параметры.

В дальнейшем будем использовать систему Y-параметров, так как в этом случае при анализе работы усилительных каскадов математические выкладки оказываются наиболее простыми.

Выбрав в качестве независимых переменных входные и выходные напряжения, получим следующие уравнения четырехполюсника:

$$\dot{I}_1 = Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2. \tag{73}$$

$$\dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2, \tag{74}$$

где $Y_{11} = \left.\dfrac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}\right|_{\dot{U}_2=0}$ — входная проводимость четырехполюсника при короткозамкнутом выходе; $\dot{Y}_{12} = \left.\dfrac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2}\right|_{\dot{U}_1=0}$ — обратная взаимная проводимость при короткозамкнутом входе; $Y_{21} = \left.\dfrac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1}\right|_{\dot{U}_2=0}$ — прямая взаимная проводимость четырехполюсника при короткозамкнутом выходе; $Y_{22} = \left.\dfrac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}\right|_{\dot{U}_1=0}$ — выходная проводимость четырехполюсника при короткозамкнутом входе.

Выразим проводимости четырехполюсника через элементы эквивалентной схемы ПТ (рис. 43) [1]

$$Y_{11} = \frac{r_к}{r_к^2 + (1/\omega C_к)^2} + j\omega\left[C_{з.и} + C_{з.с} + \frac{C_к}{1 + (\omega r_к C_к)^2}\right]; \tag{75}$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{з.с}; \tag{76}$$

$$Y_{21} = \frac{y_{21}}{1 + j\omega r_к C_к} - j\omega C_{з.с}; \tag{77}$$

$$Y_{22} = y_{22} + j\omega\,(C_{с.и} + C_{з.с}). \tag{78}$$

Цепочка $r_к$—$C_к$ (рис. 43) представляет собой аппроксимацию реальной цепи с распределенными параметрами, расположенной между каналом и затвором.

Таблица 4

Для схемы с общим затвором	Для схемы с общим стоком
$Y_{11з}=Y_{11и}+Y_{12и}+Y_{21и}+Y_{22и}$ $Y_{12з}=-(Y_{12и}+Y_{22и})$ $Y_{21з}=-(Y_{21и}+Y_{22и})$ $Y_{22з}=Y_{22и}$	$Y_{11с}=Y_{11и}$ $Y_{12с}=-(Y_{11и}+Y_{12и})$ $Y_{21с}=-(Y_{11и}+Y_{21и})$ $Y_{22с}=Y_{11и}+Y_{12и}+Y_{21и}+Y_{22и}$

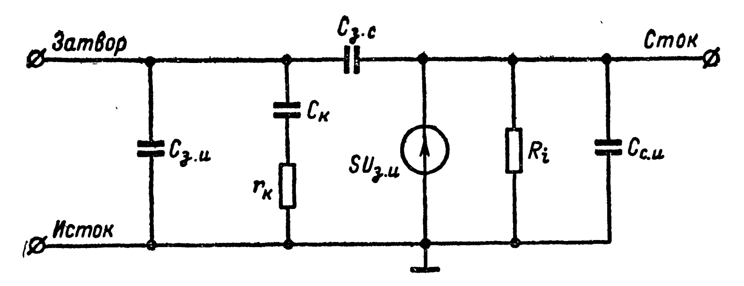


Рис. 43. Эквивалентная схема полевого транзистора.

Приведенные выражения для Y-параметров справедливы для схемы с общим истоком; для остальных схем включения полевого транзистора: с общим затвором и общим стоком — они могут быть определены из табл. 4.

34. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Резонансные усилители на полевых транзисторах по схемному решению почти ничем не отличаются (кроме цепей смещения) от подобных усилителей на обычных транзисторах. В них применяются те же схемы межкаскадных связей: трансформаторная, автотрансформаторная и емкостная.

Однако, учитывая высокое входное сопротивление ПТ, целесообразно подключение цепи затвора непосредственно к колебательному контуру предыдущего каскада. В связи с этим при расчете каскадов резонансных усилителей на ПТ можно воспользоваться выражениями, полученными для усилителей на биполярных транзисторах [52], приняв входную проводимость полевого транзистора $g_{вх}=0$, а коэффициент включения цепи затвора к колебательному контуру предыдущего каскада $m_2=1$ (что справедливо для частот меньших $0{,}7 f_г$, где $f_г = \frac{S}{2\pi C_{з.с}}\Big)$.

Тогда коэффициент усиления каскада на резонансной частоте

$$K_0 = \frac{m_1 |Y_{21}|}{g_{к0} + m_1^2 g_{вых}}, \qquad (79)$$

где $m_1 = U_1/U_2$ (рис. 44); $g_{к0} = \frac{R}{\omega_{рез}^2 L^2}$ — активная проводимость контура на резонансной частоте; $g_{вых}$ — выходная проводимость транзистора предыдущего каскада.

С учетом выражения (79) полосу пропускания можно вычислить по формуле

$$\Delta F = \sqrt{1/d^2 - 1}\,\delta_э f_{рез}, \qquad (80)$$

где d — заданный уровень отсчета (обычно 0,7); $\delta_э = g_0 \omega_р L$ — эквивалентное затухание колебательного контура;

$$g_0 = g_{к0} + m_1^2 g_{вых}.$$

Избирательность каскада

$$1/y = \sqrt{1 + \xi^2}, \quad (81)$$

где $\xi = \frac{1}{\delta_э}\left(\frac{\omega}{\omega_{рез}} - \frac{\omega_{рез}}{\omega}\right)$ — обобщенная расстройка.

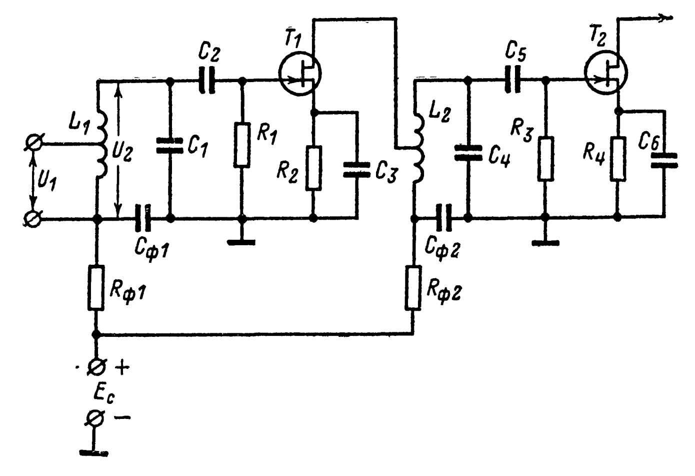


Рис. 44 Принципиальная схема резонансного усилителя с автотрансформаторной связью.

Резонансный коэффициент усиления каскада при заданной полосе пропускания

$$K_0 = \frac{m_1 |Y_{21}|}{2\pi C \Delta F} \sqrt{\frac{1}{d^2} - 1}, \quad (82)$$

где C — емкость колебательного контура.

На рис. 44 изображена схема резонансного усилителя с автотрансформаторной связью на полевых транзисторах. Цепочка $R_ф C_ф$ является развязывающим фильтром. При отсутствии этого фильтра переменные составляющие тока стока транзистора, протекая через источник питания $E_с$, создали бы на его внутреннем сопротивлении переменное напряжение, изменяющееся с частотой сигнала, что могло бы привести к неустойчивой работе усилителя. Сопротивление резистора $R_ф$ таково, что падение постоянного напряжения на нем не превышает 0,5—1 В. Емкость конденсатора $C_ф$ выбирается таким образом, чтобы его сопротивление токам высокой частоты было в 10—20 раз меньше сопротивления резистора $R_ф$ [52].

Резистор R_2 служит для создания автоматического смещения, получаемого за счет протекания через R_2 постоянной составляющей тока истока.

Конденсатор C_3 блокирует резистор R_2 по высокой частоте, благодаря чему отрицательная обратная связь на частоте усиливаемых колебаний отсутствует.

Выходное сопротивление полевого транзистора составляет десятки — сотни килоом, т. е. такого же порядка, как и у биполярных транзисторов. Поэтому сток полевого транзистора T_1 подключен к части колебательного контура, чтобы не шунтировать последний.

35. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕЙТРАЛИЗАЦИЕЙ

При описании резонансного каскада на ПТ не учитывалось влияние внутренней обратной связи через емкость $C_{з\,с}$. Если нагрузкой в цепи стока является колебательный контур, то наличие этой обратной связи может привести к потере устойчивости усилителя (в пределе к самовозбуждению).

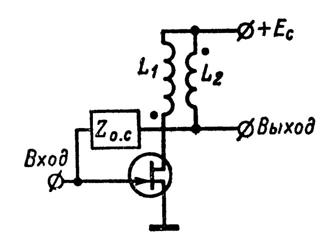


Рис. 45. Схема усилителя резонансной частоты с нейтрализацией.

По этой причине при работе на высоких частотах применяют меры для устранения нежелательной внутренней обратной связи путем нейтрализации, рассогласования или использования каскодного включения транзисторов.

Как известно, принцип нейтрализации заключается в создании дополнительной цепи внешней обратной связи, через которую сигнал приходит в противофазе с сигналом паразитной обратной связи и компенсирует его (рис. 45). Ввиду малости активной составляющей паразитной обратной связи на практике часто в качестве внешней обратной связи используется один подстроечный конденсатор, с помощью которого и осуществляется балансировка каскада.

Следует заметить, что отношение $C_{з\,с}/C_{з\,и}$ у ПТ на 1—2 порядка больше, чем отношение $C_{б\,к}/C_{б.э}$ у биполярных транзисторов. Отсюда и различие в величине обратной связи. Поэтому схема нейтрализации, успешно применяющаяся для биполярных транзисторов, оказывается малоэффективной для полевых [13]. Кроме того, межэлектродные емкости полевых транзисторов зависят от напряжений на электродах. Поэтому условия нейтрализации, выполненные для данной рабочей точки, будут нарушаться при изменении режима ПТ по постоянному току.

В [1] показано, что коэффициент усилени, по мощности нейтрализованного резонансного каскада в режиме согласования равен:

$$K_р \approx \frac{|Y_{21} - Y_{12}|^2}{4\,(g_{вх} + g_{пр})\,(g_{вых} + g_{пр})}, \tag{83}$$

где $g_{вх}$, $g_{пр}$, $g_{вых}$ — активные составляющие проводимостей транзистора; Y_{21} и Y_{12} — полные проводимости транзистора.

Поскольку изложение принципов работы схем на МОП-транзисторах выходит за рамки данной книги, укажем лишь, что резонансные усилители целесообразно выполнять на двухзатворных полевых транзисторах (МОП-тетродах) типов КП306 и КП350. При этом отпадает необходимость в нейтрализации проходной емкости, поскольку она у подобных транзисторов составляет 0,02—0,035 пФ. Кроме того, наличие двух управляющих электродов позволяет широко использовать МОП-тетроды в преобразователях частоты, усилителях с АРУ и т. д.

36. КАСКОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Другим способом уменьшения действия внутренней обратной связи через проходную емкость с целью повышения устойчивого ко-

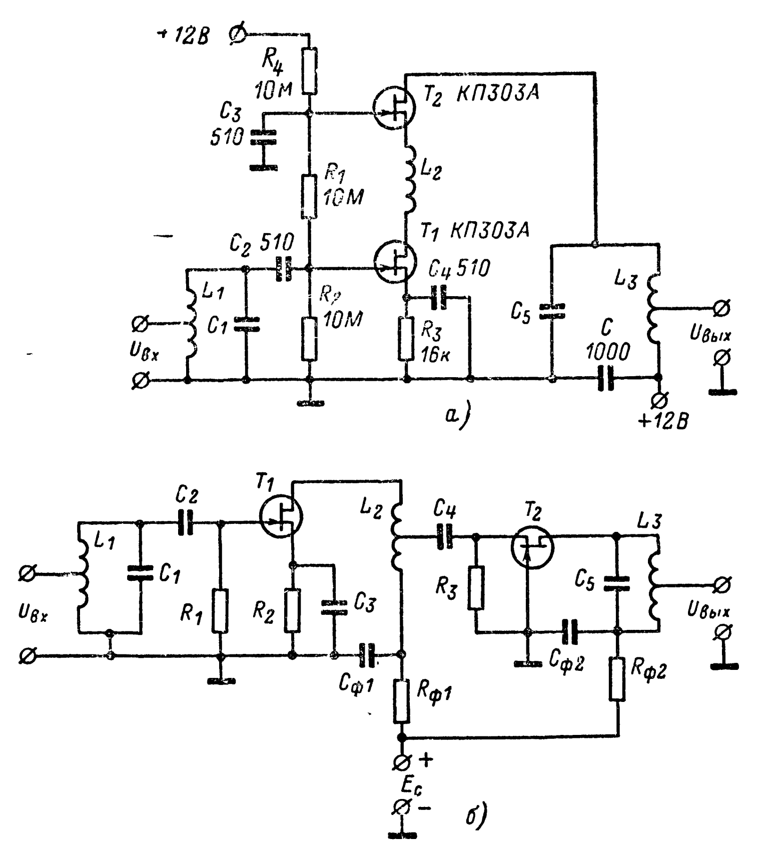


Рис 46 Каскодные схемы.

а — последовательное каскодное включение; *б* — параллельное каскодное включение

эффициента усиления, а также улучшения отношения сигнал/шум является каскодное включение полевых транзисторов.

Каскодная схема состоит из двух последовательно включенных каскадов, при этом нагрузкой первого транзистора служит входная проводимость второго. Как правило, первым является каскад с общим истоком, а вторым — с общим затвором. При таком сочетании первый каскад, нагруженный большой проводимостью второго, имеет коэффициент усиления по напряжению близким к единице, благодаря чему он обладает большим запасом устойчивости. С другой стороны, схема с общим истоком обладает значительным коэффициентом усиления по мощности, что способствует уменьшению шума двухкаскадного усилителя. Второй каскад с общим затвором, обладая большим коэффициентом устойчивого усиления, позволяет получать необходимое усиление по напряжению.

На рис. 46 изображены две каскодные схемы на полевых транзисторах. Одна из них (рис. 46, *а*) содержит два ПТ, включенных последовательно по постоянному току, другая выполнена по схеме параллельного питания.

Усилитель (рис. 46, *а*) требует примерно вдвое большего напряжения источника питания, но потребляет примерно вдвое меньший ток, чем схема с параллельным питанием транзисторов (рис. 46, *б*). Кроме того, схема с последовательным питанием транзисторов имеет меньшее количество деталей, чем схема с параллельным питанием.

С целью повышения эффективности каскодного усилителя (при достаточно большом запасе устойчивости) между транзисторами включают согласующий контур (рис. 46, *а*), образованный индуктивностью L_2, выходной емкостью транзистора T_1 и входной емкостью T_2. Этот контур шунтируется выходной проводимостью транзистора T_1 и входной проводимостью транзистора T_2, из-за чего он обладает весьма низкой добротностью. Поэтому большого коэффициента усиления по напряжению первый каскад дать не может. Однако если контур настроить на рабочие частоты, где усилительные способности транзисторов ухудшаются, то благодаря этому контуру удается несколько поднять усиление. Таким образом, на высоких частотах можно получить примерно такое же усиление, как и на более низких.

37. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Основные требования, предъявляемые к преобразователю частоты, сводятся к следующему [53]:

преобразователь должен иметь возможно меньший коэффициент шума. Это требование особенно важно при отсутствии в приемнике усилителя радиочастоты и работе преобразователя непосредственно от входной цепи;

коэффициент усиления преобразователя должен быть возможно большим и возможно меньше зависеть от частоты настройки приемника;

преобразователь должен создавать возможно меньшее количество дополнительных частот приема, а относительное ослабление приема на них должно быть возможно большим;

параметры преобразователя не должны существенно изменяться при всех систематических и случайных вариациях элементов схемы.

По пунктам 1 и 3 преобразователи на полевых транзисторах несколько превосходят аналогичные схемы преобразователей, построенных с использованием биполярных транзисторов.

Рассмотрим работу преобразователя частоты на ПТ, изображенного на рис 47, *а* [54].

На затвор поступают напряжение смещения $E_{см}$, напряжение сигнала $U_{вх}$ и напряжение гетеродина $U_г$. Во избежание взаимодей-

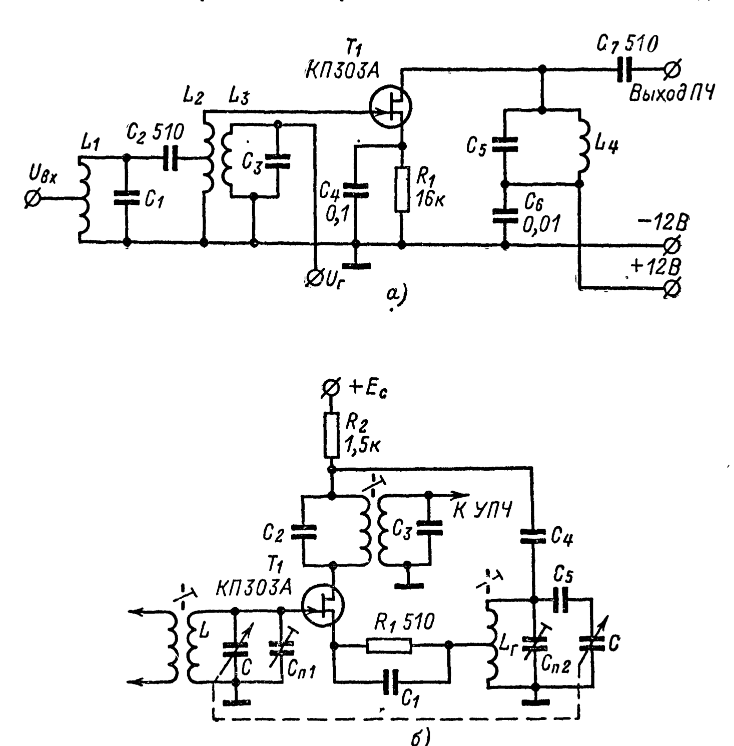


Рис 47 Принципиальные схемы преобразователей частоты.

а — с отдельным гетеродином; *б* — с совмещенным гетеродином.

ствия между контурами, настроенными на различные частоты, гетеродинный вход выполнен по балансной схеме.

Ток стока в такой схеме смесителя в предположении квадратичной проходной характеристики

$$I_с = K[(E_{см} - U_{отс}) + U_{вх} \sin \omega t + U_г \sin \omega_г t]^2, \qquad (84)$$

где $K = C\mu/2L^2 \approx 10^{-3}$, C — емкость между выводом затвора и выводом канала; μ — подвижность электронов в поверхностном инверсионном слое; L — длина канала; $U_{вх}$ и $U_г$ — амплитуда сигнала и гетеродина соответственно.

Анализ выражения (84) показывает, что ток стока состоит из постоянной составляющей, составляющих с частотами ω и $\omega_г$, вторых гармоник 2ω и $2\omega_г$, составляющей с суммарной частотой $(\omega+\omega_г)$ и полезной составляющей промежуточной частоты, выделяемой контуром C_5L_4. Амплитуда составляющей тока стока с промежуточной частотой

$$I_{с.пром} = KU_{вх}U_г. \quad (85)$$

В отношении перекрестной модуляции и помех от гармоник гетеродина смесители на полевых транзисторах превосходят аналогичные схемы на биполярных транзисторах. Как видно из (84), образуются лишь вторые гармоники и составляющие с частотами, соответствующими сумме и разности частот входных сигналов. Последнее имеет место только в том случае, если размах напряжений на затворе ограничен диапазоном, в котором крутизна возрастает линейно с ростом напряжения затвора, т. е. соблюдается квадратичность проходной характеристики.

Максимально допустимый размах напряжения на затворе составляет [54]:

$$U_{з.и.макс} = \sqrt{I_{с0}\,I_с}\,\frac{2}{S}. \quad (86)$$

Крутизна смесителя

$$S_{см} = KU_г. \quad (87)$$

В рассматриваемой схеме смесителя лишь половина напряжения гетеродина подается на затвор. Если напряжение сигнала невелико, то напряжение гетеродина охватывает весь диапазон допустимых напряжений на затворе и крутизна смесителя становится равной

$$S_{см} = \sqrt{\frac{I_{с0}}{I_с}}\,\frac{S}{4}. \quad (88)$$

Из выражения (87) видно, что крутизна смесителя прямо пропорциональна амплитуде гетеродина. Это свойство можно использовать для автоматической регулировки усиления: при уменьшении амплитуды гетеродина коэффициент передачи смесителя снижается до нуля. Если напряжение гетеродина мало, то напряжение сигнала может охватывать весь диапазон допустимых напряжений на затворе.

На рис. 47, *б* изображена схема преобразователя частоты с совмещенным гетеродином, который выполнен по автотрансформаторной схеме. Условие баланса фаз обеспечивается частичным подключением колебательного контура в цепи истока, а баланс амплитуд — соответствующим выбором точки подключения. Двухконтурный фильтр, включенный в цепь стока ПТ и настроенный на частоту $f_{пр}$, для тока с частотой гетеродина представляет практически короткое замыкание и потому не влияет на работу гетеродина. В свою очередь колебательный контур гетеродина также представляет собой короткое замыкание для токов с частотой $f_{пр}$. Цепочка R_1C_1 служит для создания отрицательного смещения в цепи затвора [52].

38. АРУ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Полевые транзисторы могут быть использованы в большинстве регуляторов, в которых нашли применение биполярные транзисторы и полупроводниковые диоды:

регулировка усиления путем изменения режима ПТ по постоянному току (изменение крутизны S);

регулировка усиления путем включения ПТ, используемого в качестве переменного резистора, в цепь отрицательной обратной связи;

регулировка усиления с помощью управляемых аттенюаторов (УА) на полевых транзисторах, включаемых в цепь межкаскадной связи.

Построение регулируемых каскадов (АРУ) по первому способу осуществляется подачей управляющего напряжения в цепь затвора, что приводит к изменению крутизны регулируемого ПТ. В этом случае реализуется одно из существенных преимуществ ПТ — высокое входное сопротивление. В отличие от схем АРУ, выполненных на биполярных транзисторах, подобные схемы на полевых транзисторах практически не потребляют мощности от источника управляющего напряжения.

Для всех типов полевых транзисторов идеализированная крутизна линейно убывает при изменении напряжения на затворе (при приближении к $U_{отс}$) и не зависит от напряжения на стоке, если рабочая точка находится в пологой области стоковых характеристик [55]. Для обеспечения работы в этой области необходимо, чтобы сопротивление нагрузки по постоянному току, включенное последовательно с источником питания в цепь стока ПТ, было невелико.

Пределы регулировки усиления путем изменения режима ПТ ограничиваются, с одной стороны, максимальным значением крутизны, а с другой стороны — температурной нестабильностью параметров транзисторов при малых токах стока и нелинейными искажениями, которые могут возникнуть в таком режиме при больших сигналах.

Для полевых транзисторов типа КП103 отношение $S_{макс}/S_{мин}$ достигает 15—25 [56].

На рис. 48, *а* изображена схема простой АРУ на ПТ [52], в которой регулировка усиления происходит за счет изменения режима транзистора. Работа такой схемы заключается в следующем. При увеличении уровня сигнала на входе приемника увеличивается напряжение на выходе детектора *Д*, которое имеет положительную полярность. Через фильтр $R_ф C_ф$ это напряжение поступает на затвор полевого транзистора T_1 и смещает его рабочую точку в область меньших токов, вследствие чего уменьшается коэффициент усиления регулируемого каскада. Параметры фильтра АРУ ($R_ф C_ф$) в радиовещательных приемниках выбираются таким образом, чтобы для самой низкой частоты модуляции ($\Omega_{мин}$) напряжение звуковой частоты на конденсаторе $C_ф$ не превышало приблизительно одной двадцатой части напряжения на нагрузке детектора, т. е. $(1/\Omega_{мин} C_ф) = 0{,}05 R_ф$ [52]. Следовательно, постоянная времени фильтра АРУ $R_ф C_ф = 20/\Omega_{мин}$. Постоянная времени фильтра АРУ не должна быть слишком большой, так как в этом случае изменение напряжения на конденсаторе $C_ф$ не будет успевать за изменениями уровня сигнала на входе детектора. Поэтому при наличии замира-

ний при приеме на коротких волнах работа АРУ будет приводить к ухудшению качества приема, а не к его улучшению.

Регулировку усиления можно производить, используя полевой транзистор в качестве переменного резистора, включенного в цепь отрицательной обратной связи. На рис. 48, *б* изображена принципиальная схема усилительного каскада, в котором регулировка усиления производится изменением глубины отрицательной обратной связи по переменному току с помощью полевого транзистора T_3 [2].

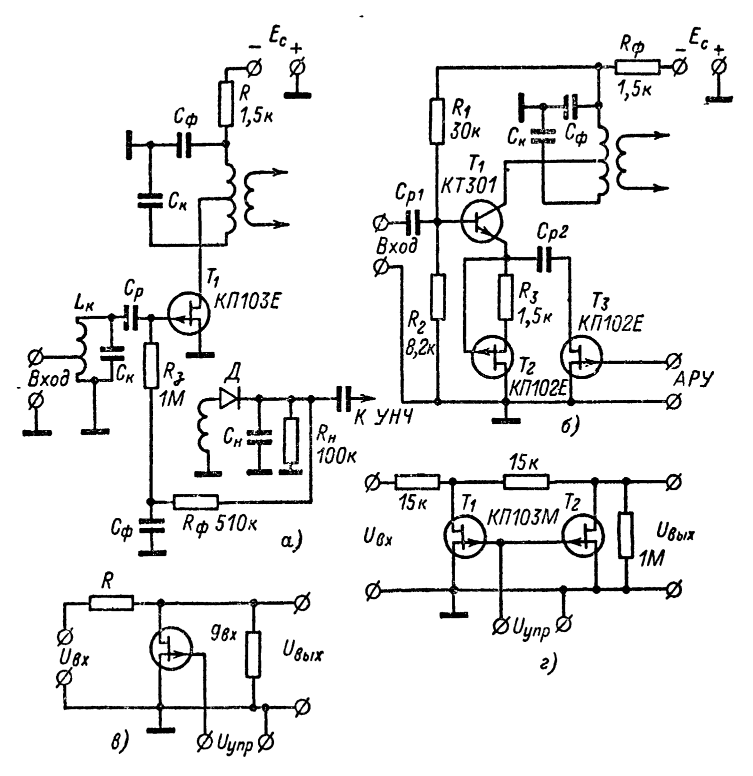


Рис. 48. Схемы АРУ на ПТ.

а — усилительный каскад с АРУ; *б* — усилительный каскад с АРУ и динамической нагрузкой в цепи эмиттера; *в* — однозвенный аттенюатор; *г* — двухзвенный аттенюатор.

В этой схеме для обеспечения неизменного тока смещения в эмиттерной цепи биполярного транзистора T_1 включен полевой транзистор T_2. Этот же транзистор служит в качестве динамической нагрузки эмиттерной цепи, что обеспечивает максимальный диапазон АРУ. Данная схема реализует диапазон регулировки усиления около 60 дБ.

Свойства полевых транзисторов позволяют использовать их в четырехполюсниках с управляемым коэффициентом передачи, включаемых в цепь межкаскадной связи. По сравнению с аналогичными схемами на биполярных транзисторах и диодах управляемые аттенюаторы на полевых транзисторах позволяют увеличить допустимую амплитуду сигнала, уменьшить мощность, потребляемую по цепи управления, и создать схемы, в которых практически отсутствует прохождение управляющего напряжения в цепь сигнала.

На рис. 48, *в* изображена схема делителя, использующего в регулируемом плече дифференциальное сопротивление канала ПТ. Полевые транзисторы с *p-n*-переходом значительно удобнее в схемах такого типа, поскольку, обладая почти симметричными стоковыми характеристиками относительно начала координат в прямом и инверсном включениях, они не требуют постоянного смещения на стоке.

Из рис. 48, *в* следует, что коэффициент передачи аттенюатора [56]

$$K = \frac{1}{R\,(g_i + g_{\text{вх}}) + 1}, \tag{89}$$

где g_i — дифференциальная проводимость канала ПТ; $g_{\text{вх}}$ — входная проводимость последующего усилительного каскада

При регулировке коэффициент передачи изменяется в пределах от

$$K_{\text{макс}} = \frac{1}{R\,(g_{i\,\text{мин}} + g_{\text{вх}}) + 1}$$

до

$$K_{\text{мин}} = \frac{1}{g_{i\,\text{макс}}\,R},$$

если выполняются неравенства

$$g_{i\,\text{макс}} \gg g_{\text{вх}} \text{ и } g_{i\,\text{макс}} \gg 1/R.$$

Эти неравенства обычно хорошо выполняются, если управляемый аттенюатор включен на входе каскада, выполненного на полевом транзисторе. В этом случае максимальная глубина регулировки

$$N_{\text{макс}} = \frac{K_{\text{макс}}}{K_{\text{мин}}} = R g_{i\,\text{макс}}\, K_{\text{макс}}. \tag{90}$$

Благодаря тому что $g_{\text{вх}}$ каскада на полевом транзисторе мало, имеется возможность выбрать R на 1,5—2 порядка больше, чем в управляемых аттенюаторах, подключаемых на вход биполярных транзисторов. Это позволяет получить большую глубину регулировки.

Максимальная глубина регулировки, выраженная через паспортные значения параметров полевого транзистора [56],

$$N_{\text{макс}} = \frac{2RI_{\text{c0}}}{U_{\text{отс}}\,[R\,(g_{i\,\text{мин}} + g_{\text{вх}}) + 1]}. \tag{91}$$

Учитывая, что $S_{макс}=2I_{с0}/U_{отс}$, зависимость (91) можно преобразовать:

$$N_{макс}=\frac{RS_{макс}}{R(g_{i\,мин}+g_{вх})+1}. \quad (92)$$

Например, при $R=15$ кОм однозвенный аттенюатор на полевом транзисторе КП103М позволяет получить глубину регулировки примерно 40 дБ при $R_н=1$ МОм.

Для достижения более глубокой регулировки (до 60 дБ и выше) применяют двухзвенные и трехзвенные аттенюаторы. На рис. 48, *г* показана схема двухзвенного аттенюатора на полевых транзисторах КП103М.

39. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В качестве первого примера использования полевых транзисторов в радиоприемных устройствах рассмотрим ВЧ блок стереофонического ЧМ-приемника (модель ТЕМ-1000) американской фирмы «Фишер рэйдио» [57]. Он обеспечивает динамический диапазон сигнала свыше 120 дБ при отношении сигнал/шум и значение искажений, удовлетворяющих требованиям, предъявляемым к высококачественной приемной аппаратуре.

Приемник позволяет принимать без искажений сигналы в диапазоне от 1,5 мкВ до 0,5 В.

Большой динамический диапазон приемника получен благодаря применению новых полупроводниковых компонентов.

Между антенной и входом УВЧ включен *pin* диод. Он действует как легко регулируемый ослабитель, у которого коэффициент ослабления является функцией входного сигнала.

В двух регулируемых каскадах УВЧ использованы полевые транзисторы, чем обеспечивается линейное уменьшение усиления с ростом амплитуды принимаемого сигнала.

Принципиальная схема высокочастотной части приемника изображена на рис. 49. В блоке ТЕМ-1000 имеется четыре резонансных контура ВЧ (вместо обычных трех), два из которых объединены в полосовой фильтр большой добротности, чем достигается высокая избирательность УВЧ.

Напряжение АРУ воздействует на оба каскада УВЧ (T_1 и T_2), изменяя смещение на затворах транзисторов. Полевые транзисторы T_1—T_3 типа TR5528 можно заменить отечественными КП303 (либо КП305); транзистор T_4 типа AF124 — транзистором ГТ313А.

Другая практическая схема инфрадинного радиоприемника с использованием полевых транзисторов изображена на рис. 50 [58]. Этот приемник работает в диапазоне частот 30—150 кГц и обладает достаточно качественными показателями:

Чувствительность приемника по входу, мкВ	100
Избирательность по соседнему каналу, дБ	Более 40
Ослабление зеркальной помехи, дБ	Более 30
Изменение сигнала при изменении входного сигнала на 60 дБ, дБ	Менее 2

Для удобства согласования входной цепи и осуществления режимной АРУ первый каскад радиоприемника выполнен по схеме

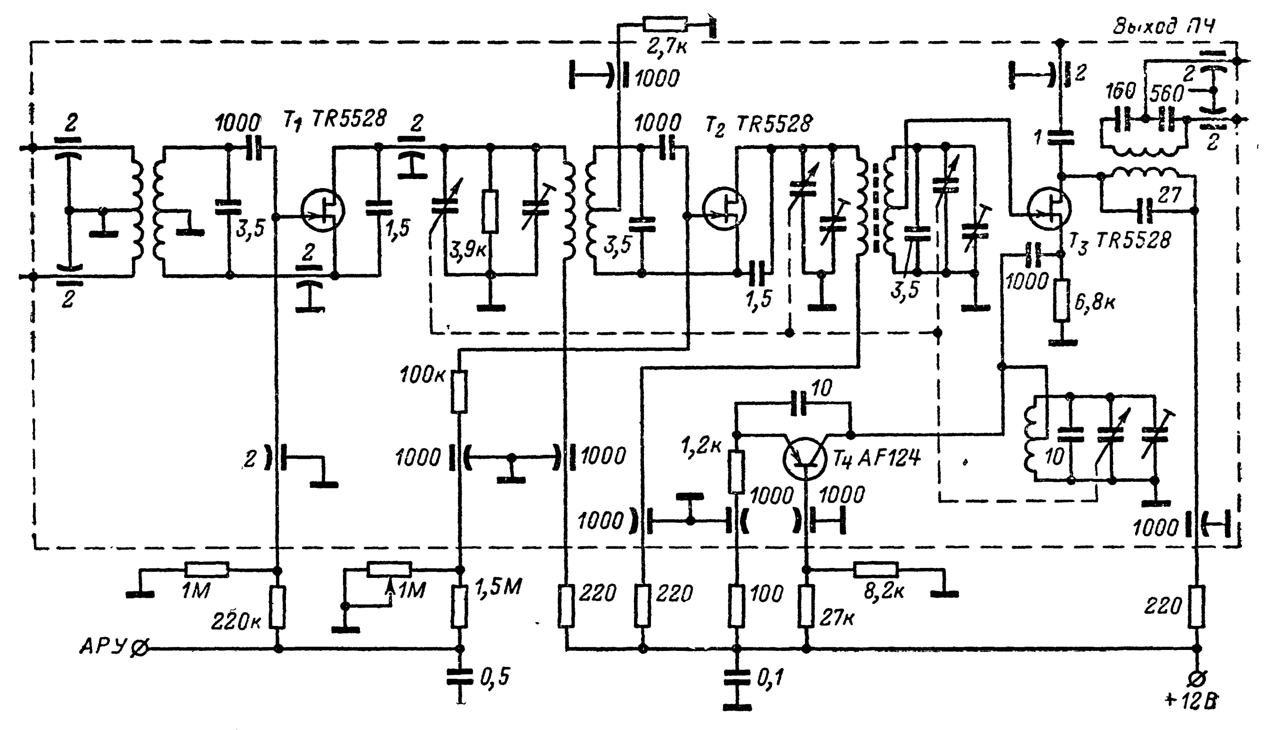


Рис. 49. Блок УВЧ на ПТ.

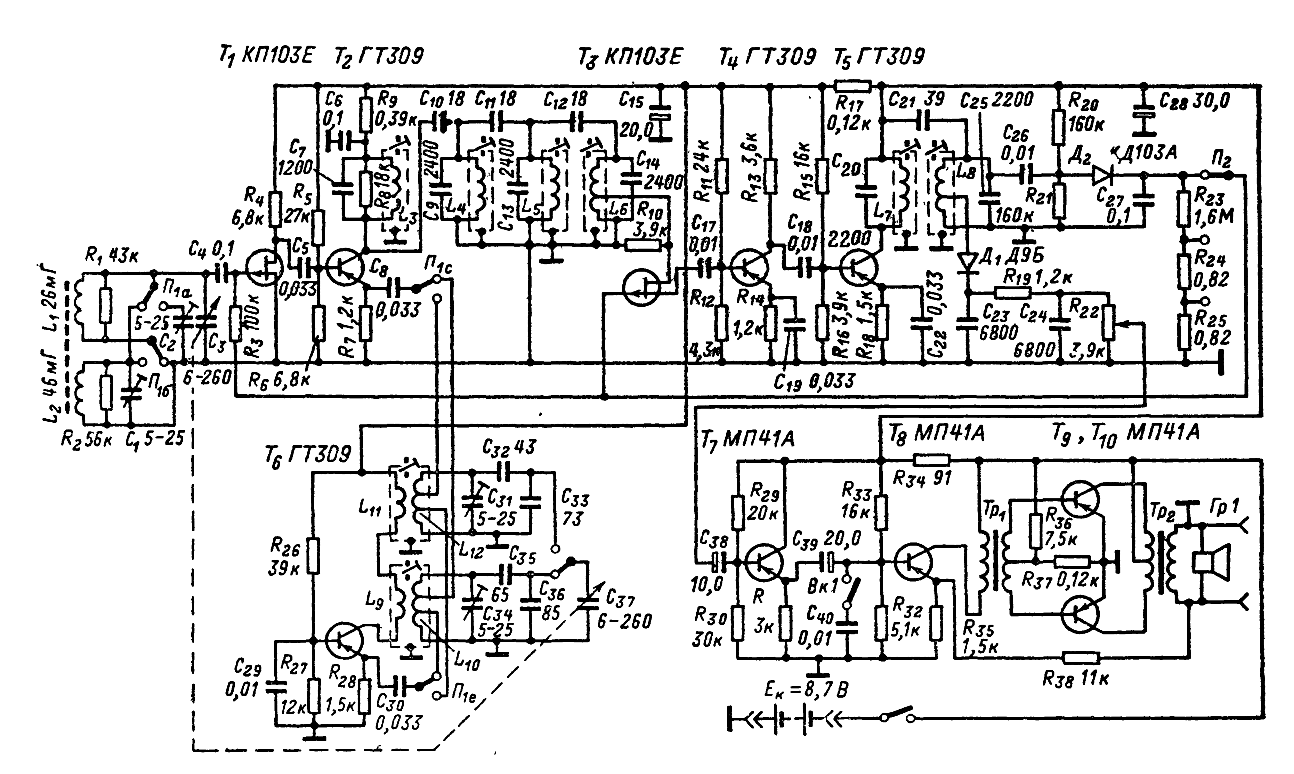


Рис. 50. Принципиальная схема инфрадинного приемника.

апериодического усилителя радиочастоты на полевом транзисторе КП103Е. Другой полевой транзистор (T_3) используется в режиме переменного сопротивления (аттенюатора), управляемого напряжением с выхода детектора АРУ. Такая комбинированная схема АРУ с задержкой по своей эффективности равноценна схеме АРУ с дополнительным усилением.

В рассматриваемом приемнике большая эффективность регулятора достигнута, в частности, благодаря полному включению контура к детектору АРУ, выполненному на диоде $Д_2$. В данной схеме это возможно благодаря большому входному сопротивлению детектора, обусловленному высоким входным сопротивлением ПТ. Эти особенности выполнения схемы обеспечивают малое шунтирование контура L_8, C_{25}, а также коэффициент передачи детектора АРУ, близкий к единице.

В первом каскаде (T_1) осуществляется режимная АРУ глубиной около 25 дБ. Более широкий диапазон регулировки (35 дБ) обеспечивает второй регулируемый элемент — полевой транзистор T_3, который используется в режиме управляемого аттенюатора.

В схеме применены ПТ с малыми напряжениями отсечки, позволяющими добиться высокой крутизны регулировочной характеристики АРУ и упростить схему. Режим максимального усиления каскада на транзисторе T_1 соответствует напряжению на затворе, равному нулю, что позволяет обойтись без автоматического смещения и этим несколько повысить эффективность режимной АРУ [58].

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

40. ПРОСТЕЙШИЕ *RC*-ГЕНЕРАТОРЫ

Применение генераторов с колебательными контурами для генерирования колебаний низких частот (ниже 10 кГц) затруднено из-за значительно увеличивающихся номиналов катушек индуктивности и конденсаторов, что влечет за собой увеличение размеров и стоимости генератора.

Поэтому в настоящее время для генерирования низких и инфранизких частот широко используются *RC*-генераторы, в которых вместо колебательного контура используются *RC*-фильтры.

RC-генераторы, работая в сравнительно широком диапазоне частот от долей герца до нескольких мегагерц, обеспечивают достаточную стабильность колебаний и имеют малые габариты и массу.

Применение полевых транзисторов в схемах *RC*-генераторов выгодно отличает их от биполярных транзисторов возможностью использования в цепи положительной обратной связи высокоомных резисторов, что в свою очередь позволяет использовать конденсаторы с меньшими номиналами, обладающие большей стабильностью.

Простейшие *RC*-генераторы на ПТ изображены на рис. 51. Как известно, условия возбуждения генератора требуют, чтобы цепь обратной связи изменяла на 180° (для однокаскадного генератора) фазу сигнала, поступающего со стоковой нагрузки в цепь затвора.

В схеме генератора, приведенной на рис. 51, *а*, это достигается выполнением цепи обратной связи из нескольких последовательно включенных простых *RC*-звеньев. Кроме того, ослабление сигнала при прохождении цепи обратной связи должно компенсироваться усилением каскада.

Для цепей с одинаковыми по значению элементами *R* и *C* условие баланса фаз на генерируемой частоте f_0 выполняется при следующих соотношениях [73]:

$$\text{для трехзвенных } f_0 = \frac{0{,}065}{RC};$$

$$\text{для четырехзвенных } f_0 = \frac{0{,}133}{RC}.$$

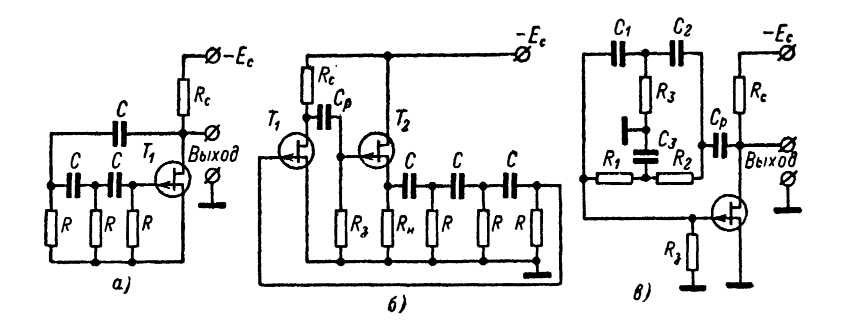


Рис. 51. Схемы простейших *RC*-генераторов.

а — с фазирующей *RC*-цепочкой; *б* — с истоковым повторителем; *в* — с Т-образным *RC*-мостом.

Для трехзвенной *RC*-цепи обратной связи требуемый коэффициент усиления каскада должен быть больше 29 [73, 74], а в четырехзвенной *RC*-цепи не менее 18,4.

Для повышения устойчивости работы генератора (из-за шунтирующего действия цепью обратной связи резистора нагрузки R_c) часто вводят дополнительный каскад — истоковый повторитель (рис. 51, *б*), имеющий высокое входное сопротивление.

Схема генератора с двойным Т-образным *RC*-фильтром (рис. 51, *в*), элементы которого выбраны следующим образом: $C_1 = C_2 = C$; $C_3 = C/0{,}207$; $R_1 = R_2 = R$; $R_3 = 0{,}207\,R$ — функционирует при условии, если коэффициент усиления каскада не менее 11. При этом частота колебаний

$$f_0 = 1/2RC\pi.$$

Рассмотренные простейшие *RC*-генераторы на ПТ не нашли широкого применения из-за присущих им недостатков.

Первый недостаток — это необходимость получения большого коэффициента усиления каскада, который у генератора с трехзвенной цепью обратной связи должен быть не менее 29. Практическая

реализация такого коэффициента усиления затруднительна из-за малого значения крутизны ПТ. Если учесть, что для улучшения формы генерируемых колебаний вводится отрицательная обратная связь, то коэффициент усиления каскада должен быть еще больше.

Второй недостаток — невозможность перестройки в широком диапазоне частот генераторов, выполненных по схеме с RC-цепочками и Т-образным мостом в цепи обратной связи.

41. ГЕНЕРАТОРЫ, ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Наиболее широкое применение среди RC-генераторов нашла схема с фазовым RC-мостом (генератор на мосте Вина), принципиальная схема которого изображена на рис. 52. К достоинствам подобной схемы следует отнести малое затухание и нулевой сдвиг фаз в цепи обратной связи на частоте генерации.

Таким образом, при включении фазового RC-моста для выполнения условия баланса фаз необходимо, чтобы усилитель генератора обеспечивал сдвиг фаз 360°.

Частота генерации при равенстве $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$ определяется выражением

$$f_0 = 1/2RC\pi. \qquad (93)$$

На этой частоте затухание[1] фазового RC-моста минимально и равно 3. Отсюда следует, что минимальный коэффициент усиления, при котором удовлетворяется условие баланса амплитуд, должно быть не менее 3. Благодаря малому значению требуемого усиления появляется возможность введения глубокой отрицательной обратной связи, что ведет к уменьшению уровня нелинейных искажений при работе в широком диапазоне частот.

В схеме рис. 52, *а* отрицательная обратная связь осуществляется за счет резистора в цепи истока транзистора T_1 и введения цепочки R_5C_3. В качестве резистора R_5 использовался малоинерционный термистор ТВД-4, резисторы R_1, R_2 — типа ПТМН, а конденсаторы C_1 и C_2 — типа КСО-Г. При указанных на схеме номиналах частота генерации $f_0=1500$ Гц. При изменении температуры в диапазоне от 10 до 50° С была получена относительная нестабильность частоты

$$\Delta f/f = 0{,}05\% \text{ на } 10°\,\text{C}.$$

Фазовый RC-мост имеет в своем составе всего по два одноименных элемента; следовательно, его можно перестраивать в широком диапазоне частот, изменяя значение только двух элементов R_1, R_2 или C_1, C_2), что делает перестройку генераторов с такими мостами конструктивно удобной.

На рис. 52, *б* приведена схема перестраиваемого генератора низкой частоты с фазовым RC-мостом. Частота генерируемых колеба-

---

[1] Затухание β — величина ослабления, которое вносит фазовый RC-мост в проходящий сигнал в зависимости от расстройки Δf — определяется по выражению $\beta = U_{вх}/U_{вых} = \sqrt{9+\frac{(2\Delta f)^2}{f_0}}$.

ний плавно перестраивается с помощью сдвоенного потенциометра R_2, R_3. Усилитель генератора двухкаскадный с непосредственной связью. Для стабилизации амплитуды колебаний генератора и его режима работы введена глубокая отрицательная обратная связь как по постоянному, так и переменному току (цепочка R_8, R_6, R_5). Для

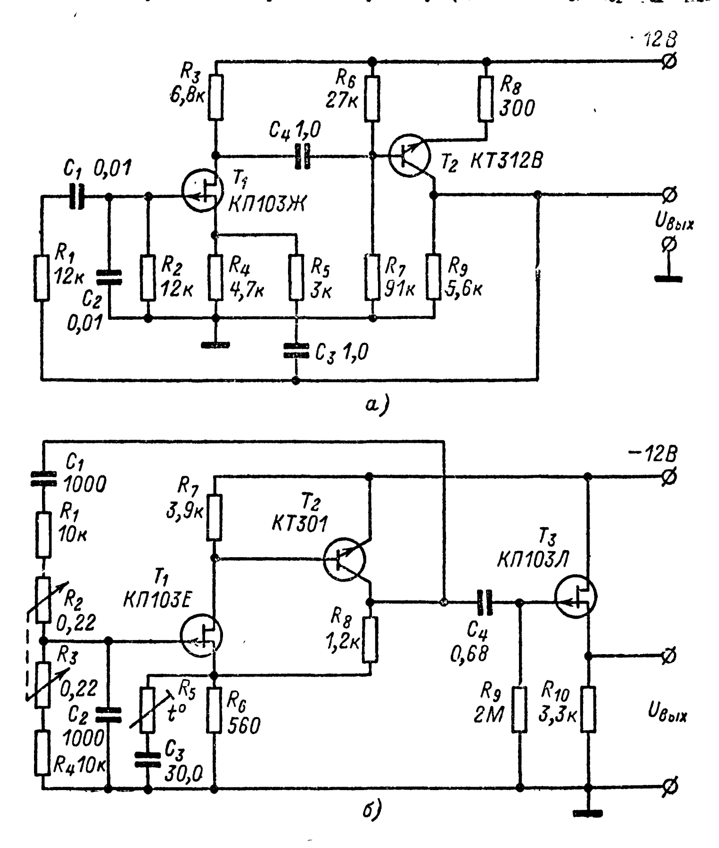


Рис. 52. Принципиальные схемы генераторов с фазовым RC-мостом.

а — с двухкаскадным усилителем и емкостной связью; *б* — с двухкаскадным усилителем и непосредственной связью.

перекрытия всего звукового диапазона следует ввести переключатель, который одновременно изменял бы емкости конденсаторов C_1 и C_2 в обоих плечах моста.

Более сложная схема RC-генератора с использованием полевых транзисторов, позволяющая перестраивать частоту в декадном диапазоне, изображена на рис. 53. Для параметров, указанных на схеме, частота генератора лежит в диапазоне 500 кГц — 5 мГц; одна-

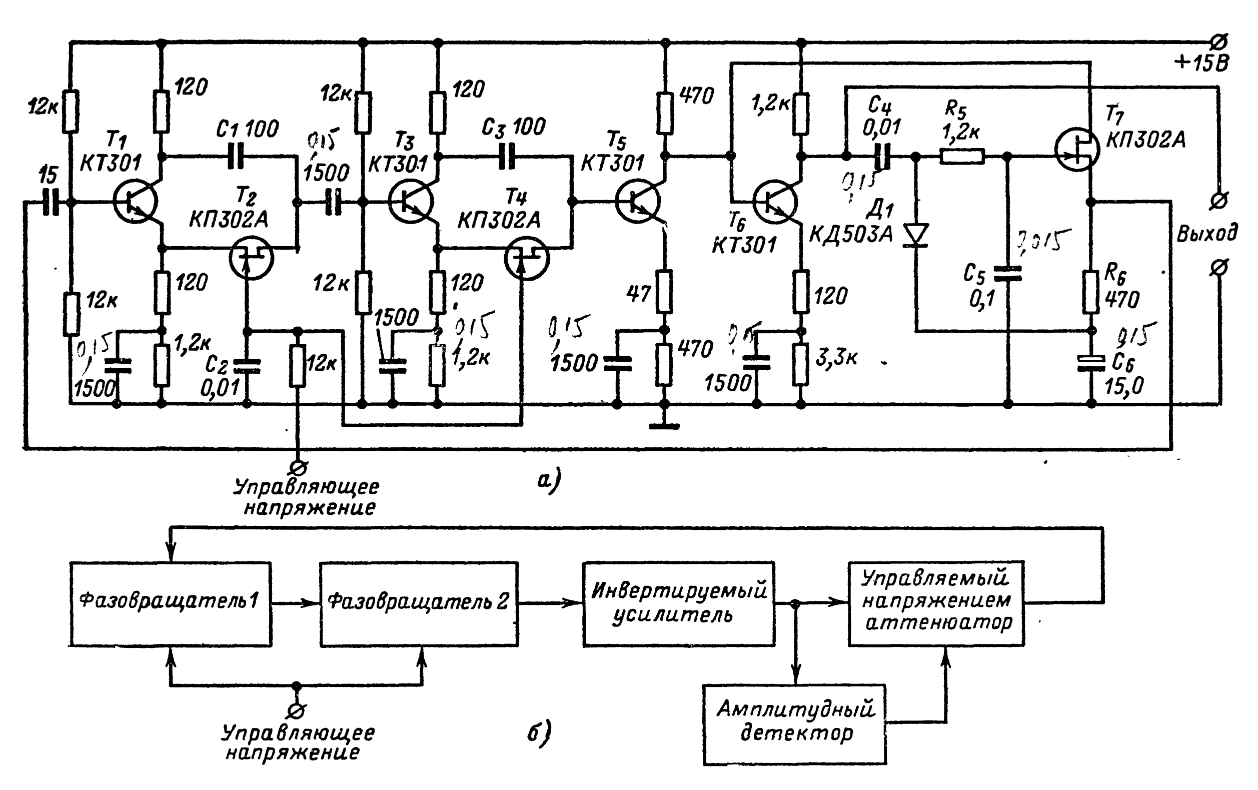


Рис. 53. Генератор, перестраиваемый в широком диапазоне частот.
а — принципиальная схема; *б* — структурная схема.

ко, изменив емкости конденсаторов, можно получить частоты в других диапазонах [75].

Два фазовращателя, фазоинвертор, усилитель и аттенюатор соединяются таким образом, что образуют петлю обратной связи. Схема будет генерировать колебания с частотой, при которой полный фазовый сдвиг составляет 360°. На этой частоте каждый из двух идентичных фазовращателей обеспечивает фазовый сдвиг на 90°

Управляемый напряжением фазовращатель состоит из конденсатора C_1 и транзистора T_2.

Транзисторы T_3, T_4 и конденсатор C_3 образуют второй фазовращатель, который работает аналогично первому. Благодаря высокому сопротивлению фазовращателей отпадает необходимость в буферных каскадах. Затворы транзисторов T_2 и T_4 заземлены по переменному току и, следовательно, могут быть соединены. Транзистор T_5 предназначен для усиления сигнала.

Транзистор T_7 и резистор R_6 образуют управляемый напряжением аттенюатор, при этом транзистор T_7 используется в качестве управляемого резистора.

Амплитудный детектор состоит из усилителя на транзисторе T_6, диодного детектора $Д_1$ и фильтра R_5C_5. Когда амплитуда входного сигнала увеличивается, напряжение на затворе транзистора T_7 становится более отрицательным, при этом возрастает динамическое сопротивление транзистора и уменьшается коэффициент усиления в петле обратной связи.

42. СТАБИЛИЗАЦИЯ АМПЛИТУДЫ КОЛЕБАНИЙ

Свойство полевого транзистора изменять сопротивление канала в зависимости от приложенного к затвору управляющего напряжения нашло достаточно широкое применение в генераторах для автоматической стабилизации уровня выходного сигнала.

На рис. 54, *а* приведена схема *RC*-генератора синусоидальных колебаний с регулируемой отрицательной обратной связью [76]. Двухкаскадный усилитель на полевых транзисторах T_1 и T_3 охвачен положительной обратной связью через элементы R_1—R_4, C_1, C_3. Отрицательная обратная связь осуществляется через делитель, состоящий из резистора R_6 и управляемого сопротивления канала полевого транзистора T_2 Установление стационарной амплитуды происходит за счет воздействия $U_{вых}$ (через детектор $Д_1$ и его элементов R_7, C_5) на глубину отрицательной обратной связи и на режим питания транзистора T_1. Инерционность АРУ определяется в основном емкостью конденсатора C_5 и сопротивлением резистора R_7 [76]. Такая автоматически регулируемая отрицательная обратная связь позволяет повысить стабильность характеристик генератора по сравнению с обычной схемой при изменении напряжений питания и температуры окружающей среды. При изменении питания от 18 до 10 В амплитуда выходного сигнала снижалась на 8%.

Несколько иначе осуществляется автоматическая стабилизация уровня выходного сигнала генератора, принципиальная схема которого изображена на рис. 54, *б* [77]. Напряжение сток — исток полевого транзистора T_1 регулируется переменным резистором R_3, установленным в цепи затвора второго транзистора T_2. Часть выходного напряжения через трансформатор L_1, L_2 поступает на выпрямитель

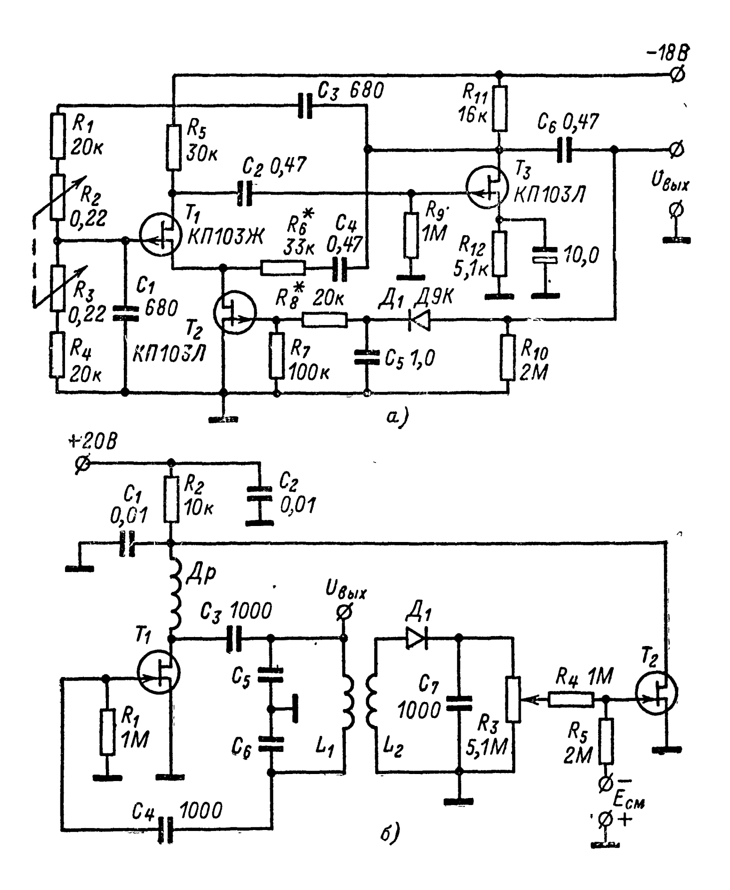


Рис. 54. Генераторы со стабилизацией амплитуды генерируемых колебаний.

а — *RC*-генератор с регулируемой ООС; *б* — *LC*-генератор с аттенюатором на ПТ.

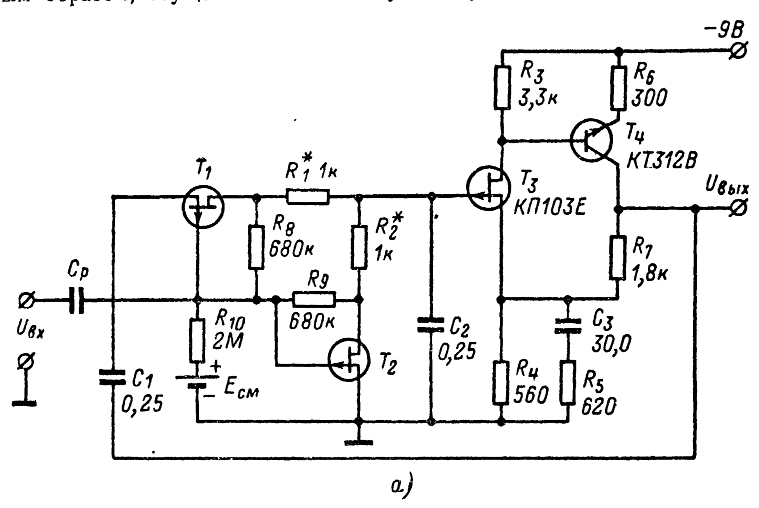
$Д_1$ и фильтр R_3C_7. В зависимости от положения потенциометра R_3 изменяется рабочая точка полевого транзистора, изменяется сопротивление его канала и соответственно амплитуда сигнала на выходе генератора. Потенциометром R_3 устанавливают необходимую амплитуду выходного напряжения, которая в дальнейшем автоматически поддерживается на заданном уровне.

Как видно из приведенных выше примеров, использование полевых транзисторов в схемах автоматической стабилизации выходного напряжения генераторов позволяет значительно упростить подобные схемы и уменьшить необходимую мощность управления регулируемого элемента.

43. ЧМ ГЕНЕРАТОРЫ

В автоматике и телемеханике, измерительной технике возникает необходимость в широкополосной частотной модуляции при низкой несущей частоте. Так, например, в радиотелеметрии с частотным разделением каналов каждому каналу отводится своя поднесущая частота. Генераторы поднесущих частот — это низкочастотные генераторы, частоты которых промодулированы сигналами от датчиков. Применение *LC*-генераторов в таких системах нежелательно из-за громоздкости выполнения в низкочастотном диапазоне. Поэтому в качестве задающего частотно-модулированного генератора поднесущей частоты используется *RC*-генератор.

Частота *RC*-генератора, как уже говорилось выше, определяется параметрами фазирующей *RC*-цепочки, изменяя которые определенным образом, осуществляют частотную модуляцию колебаний генератора. Для получения линейной модуляционной характеристики необходимо, чтобы одновременно по линейному закону изменялись отношения $1/R$ или $1/C$ фазирующей цепочки.



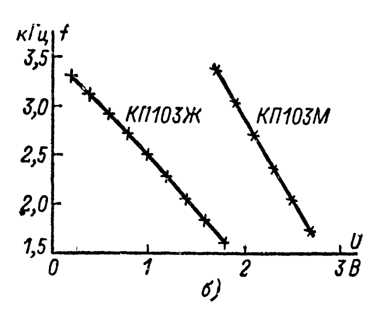


Рис. 55. ЧМ генератор на ПТ.

а — принципиальная схема; *б* — модуляционная характеристика.

В качестве перестраиваемых напряжением емкостей применяются полупроводниковые диоды и транзисторы, используя зависимость емкости *p-n*-перехода от обратного напряжения. Существенным недостатком подобного способа является большая нелинейность модуляционной характеристики ЧМ генератора из-за

нелинейного изменения емкости от приложенного напряжения.

Полупроводниковые диоды и биполярные транзисторы можно использовать и в качестве переменных сопротивлений. Однако такому способу получения ЧМ свойственны следующие недостатки [58]: нелинейность модуляционной характеристики при больших девиациях частоты; большая амплитудная модуляция; плохая развязка источника модулирующего сигнала и автогенератора; значительная мощность, потребляемая управляющей цепью.

Перечисленных недостатков лишен способ осуществления ЧМ с помощью полевых транзисторов. Применение ПТ в качестве переменных сопротивлений в фазирующей цепи RC-генератора позволяет реализовать их важное достоинство — линейную зависимость проводимости канала от управляющего напряжения и высокое входное сопротивление частотного модулятора.

На рис. 55 изображена принципиальная схема ЧМ генератора с фазовым RC-мостом и его модуляционная характеристика для ПТ (T_1T_2) типа КП103Ж и КП103М, используемых в качестве переменных резисторов.

Резисторы R_1 и R_2 включены для уменьшения глубины девиации до необходимой; кроме того, используя резисторы с отрицательным ТКС, можно уменьшить влияние температурных изменений сопротивления канала ПТ на стабильность частоты генератора. С помощью источника смещения $E_{см}$ устанавливают необходимое значение сопротивления каналов ПТ при управляющем (модулирующем) сигнале $U_{вх}=0$.

44. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Релаксационные генераторы низких частот имеют большую постоянную времени. В мультивибраторах, выполненных на биполярных транзисторах, для получения большой постоянной времени используются электролитические конденсаторы с большой емкостью, обладающие невысокой стабильностью. Высокое же входное сопротивление полевых транзисторов позволяет получать необходимую постоянную времени в релаксационных схемах без использования конденсаторов с большой емкостью. Поэтому в тех случаях, когда требуется реализовать постоянные времени примерно несколько секунд или минут, целесообразно использовать полевые транзисторы.

В схеме, изображенной на рис. 56, *а*, два полевых транзистора включены по схеме истоковых повторителей, а два биполярных транзистора являются переключателями. Принцип работы схемы аналогичен принципу работы обычного мультивибратора, причем комбинацию биполярного и полевого транзистора следует рассматривать как некоторый активный элемент. Таким образом, в схему вносится высокое входное сопротивление полевых транзисторов и одновременно обеспечивается большое полное усиление. Биполярные транзисторы не входят в состояние насыщения, так как напряжение их коллекторов питает стоки полевых транзисторов. В результате такого соединения мультивибратор устойчиво самовозбуждается; поскольку рабочие точки транзисторов смещены в линейную область, любое изменение входного тока вызывает изменение коллекторного напряжения. Эта схема хорошо работает и на высоких частотах.

Длительность пребывания мультивибратора в каждом из состояний определяется разрядом конденсатора C_1 или C_2 через резистор цепи затвора. Когда напряжение достигает значения, равного напряжению отсечки полевого транзистора, изменение тока истока заставляет схему перейти в другое состояние. Если емкость каждого конденсатора C_1 и C_2 равна 4 мкФ, то, изменяя R_1 и R_2 в сторону увеличения, можно повысить длительность периода мультивибрато-

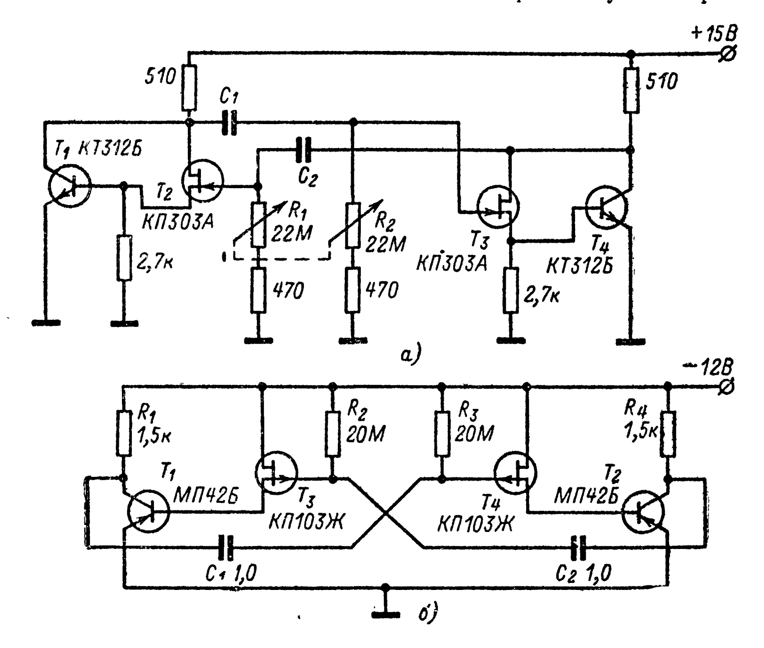


Рис. 56. Схемы мультивибраторов на ПТ.

а — с ненасыщенными биполярными транзисторами; *б* — с насыщенными биполярными транзисторами.

ра от 8 мс до 6 мин. Если емкость каждого из конденсаторов выбрать равной 100 пФ, то частоту можно изменить от 100 Гц до 3 мГц [78]

Несколько иначе выполнен мультивибратор, схема которого изображена на рис. 56, *б* [13]. Рассмотрим принцип действия этой схемы. Допустим, что транзистор T_1 переходит в состояние насыщения, тогда на затворе T_4 появляется положительный потенциал и транзисторы T_4 и T_2 закрываются. Скачок напряжения на коллекторе T_2 приводит к надежному открыванию транзисторов T_1 и T_3. Ток смещения, текущий к затвору T_3 через резистор R_2, поддерживает его в этом состоянии. Конденсатор C_1, разряжаясь через резистор R_3, уменьшает напряжение смещения на затворе T_4 Когда напряжение $U_{з.и}$ транзистора T_4 уменьшается до напряжения отсечки, транзисторы T_4 и T_2 начинают проводить и быстро открываются, в то вре-

мя как T_1 и T_3 закрываются. Длительность импульса мультивибратора определяется по формуле [13]

$$T = 2RC \ln\left(2 - \frac{2U_{\text{отс}}}{E_{\text{с}} + U_{\text{отс}}}\right), \tag{94}$$

где $E_{\text{с}}$ — напряжение источника питания.

При номиналах деталей, указанных на схеме рис. 58, *б*, получена длительность импульса примерно 25 с.

45. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Используя источник неизменного тока на полевом транзисторе в генераторе пилообразного напряжения, можно получить пилу, линейность и наклон которой почти не зависят от случайных измене-

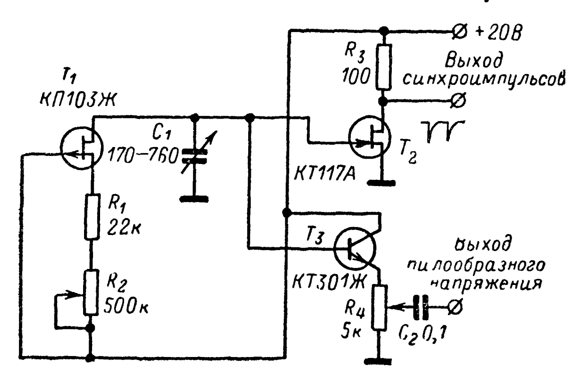


Рис. 57. Схема генератора пилообразного напряжения.

ний управляющего напряжения. Кроме того, полевые транзисторы позволяют реализовать схемы генераторов развертки с такими значениями линейности и длительности, которых трудно достигнуть при использовании биполярных транзисторов.

Генератор пилообразного напряжения, изображенный на рис. 57, состоит из источника постоянного тока на полевом транзисторе T_1, конденсатора переменной емкости C_1 и однопереходного транзистора T_2. С помощью потенциометра R_2 устанавливается значение постоянного тока стока полевого транзистора T_1, соответствующее термостабильной точке ПТ. Отрицательная обратная связь, создаваемая включенными в цепь истока резисторами R_1 и R_2 с большим сопротивлением, обеспечивает стабильный ток стока несмотря на наличие изменений напряжения питания. Этот ток линейно заряжает конденсатор переменной емкости C_1 до напряжения запуска однопереходного транзистора T_2. Время заряда является функцией емкости конденсатора C_1 [79].

Изменяя емкость конденсатора C_1, можно регулировать частоту повторения выходного сигнала генератора в диапазоне от 500 Гц

до 50 кГц. Накопительный конденсатор быстро разряжается через проводящий переключатель на транзисторе T_2. Пилообразное напряжение с конденсатора C_1 подается на выход через эмиттерный повторитель на транзисторе T_3. Амплитуда выходного сигнала определяется положением движка потенциометра R_4 и может регулироваться в пределах от 0 до 8 В [79]. Во всем диапазоне частот нелинейность пилообразного напряжения в данной схеме не превышает 1%.

46. КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Одним из самых важных параметров генераторов является стабильность частоты генерируемых колебаний. Жесткие требования к стабильности и воспроизводимости частоты в современных радио-

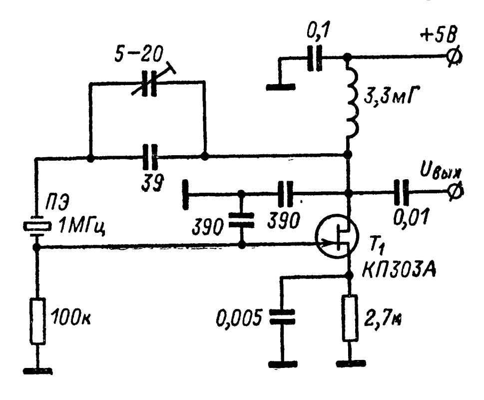


Рис. 58. Схема кварцевого генератора.

технических устройствах удается удовлетворить при использовании кварцевых генераторов.

Ламповые кварцевые генераторы в большинстве практических случаев являются неприемлемыми ввиду таких недостатков, как большая потребляемая мощность, большие габариты и масса. Кроме того, сама лампа является источником тепла, что затрудняет термостатирование генератора.

Ввиду малого входного сопротивления биполярных транзисторов кварцевый резонатор в автогенераторах включают только между базой и коллектором.

Полевые транзисторы, в которых отсутствуют перечисленные выше недостатки электронных ламп и биполярных транзисторов, в настоящее время достаточно часто используются в схемах кварцевых генераторов.

Наиболее широкое применение нашли кварцевые генераторы на ПТ, выполненные по схеме емкостной трехточки (рис. 58). Достоинствами такой схемы являются простота выполнения, отсутствие паразитных колебаний, малая рассеиваемая мощность, простота регулировки режима и наладки. Высокая стабильность генерируемой час-

тоты при изменении питающего напряжения в схеме достигнута применением автоматического смещения (резистора в цепи истока) и использованием больших емкостей постоянных конденсаторов в цепях затвора и стока генераторного каскада (чем больше эти емкости, тем меньшее влияние на частоту колебаний будут оказывать нестабильные межэлектродные емкости транзистора). При вариации питающего напряжения от 3 до 9 В частота генератора изменяется не более чем на 1 Гц при номинальном значении 1МГц [81].

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

47. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Перечислим основные требования, которые предъявляются к операционным усилителям (ОУ):

максимальный коэффициент усиления (до 10^9);

минимальный дрейф нуля входного тока и напряжения (временной, температурный и т. п.);

высокое значение входного сопротивления и низкое — выходного сопротивления;

достаточно широкая полоса пропускания (чем шире полоса пропускания, тем большими возможностями обладает ОУ);

высокая помехоустойчивость (большой коэффициент подавления синфазной помехи);

минимальное время затухания переходного процесса после снятия перегрузок;

малые габариты, масса и высокая надежность.

Операционный усилитель находит широкое применение в современной радиотехнической аппаратуре различного назначения.

В аналоговой вычислительной технике ОУ используются для выполнения различных математических операций, к которым относятся суммирование, умножение на постоянный коэффициент, инвертирование, интегрирование, дифференцирование и т. п.

С появлением интегральных ОУ значительно расширилась область применения операционных усилителей. В настоящее время ОУ являются наиболее универсальными элементами среди линейных интегральных схем.

Операционные усилители со входными каскадами на полевых транзисторах выполняются обычно по гибридной технологии. Они более дорогие, чем монолитные, но обладают меньшими входным током и дрейфом нуля [65].

С усовершенствованием технологии и схемных решений стало возможным изготовлять монолитные операционные усилители с параметрами аналогичными и даже превосходящими параметры гибридных ОУ. Большая точность и стабильность характеристик монолитных ОУ достигается путем схемотехнического использования свойства согласованности параметров компонентов, интегрированных на единой полупроводниковой подложке ИС [66].

Уже сейчас некоторые типы интегральных усилителей соизмеримы по габаритам, стоимости и надежности с одиночными транзисторами и намного превосходят их по своим функциональным воз-

можностям [49]. Можно ожидать, что по этой причине в ближайшее время интегральные ОУ в значительной мере заменят самые разнообразные электронные устройства с дискретными транзисторами, т. е. найдут еще большее применение.

48. ОСОБЕННОСТИ ОУ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Операционный усилитель с глубокой внешней отрицательной обратной связью принято называть решающим усилителем (РУ). В простейшем случае цепь обратной связи образуется посредством включения резистора обратной связи Z_2 между входом и выходом операционного усилителя (рис. 59).

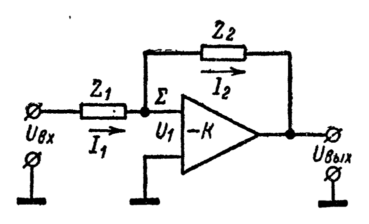


Рис. 59. Операционный усилитель с отрицательной обратной связью.

Найдем значение выходного напряжения $U_{вых}$ ОУ с обратной связью в предположении, что входное сопротивление усилителя бесконечно велико (для ОУ с ПТ на входе это допущение практически всегда выполняется); выходное сопротивление равно нулю, а коэффициент усиления разомкнутой петлеобратной связи равен $-K$. Из рис. 59 следует, что при этих условиях [59, 63] $I_1 = I_2$. Значения токов, протекающих по резисторам входной цепи Z_1 и по резистору цепи обратной связи Z_2, определяются по формулам:

$$I_1 = \frac{U_{вх} - U_1}{Z_1}; \quad I_2 = \frac{U_1 - U_{вых}}{Z_2}, \tag{95}$$

где U_1 — напряжение в суммирующей точке Σ (рис. 59).

Выходное напряжение усилителя

$$U_{вых} = -KU_1. \tag{96}$$

Подставив (96) в (95), получим:

$$\frac{U_{вх} + U_{вых}/K}{Z_1} = \frac{-U_{вых}/K - U_{вых}}{Z_2} \tag{97}$$

откуда

$$U_{вых} = -\frac{Z_2}{Z_1} U_{вх} \frac{1}{1 + \frac{1}{K}\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)}. \tag{98}$$

Из выражения (98) следует, что если коэффициент усиления K достаточно велик, то

$$U_{вых} = -\frac{Z_2}{Z_1} U_{вх}. \tag{99}$$

Поделив обе части равенства (99) на $U_{вых}$, получим значение коэффициента передачи ОУ, охваченного внешней обратной связью:

$$K_{о.с} = - Z_2/Z_1. \qquad (100)$$

Из формулы (100) следует, что коэффициент передачи ОУ, охваченного внешней ОС, определяется только внешними элементами (Z_1 и Z_2) и не зависит от коэффициента усиления ОУ.

Если в схеме рис. 59 $Z_1 = R$ и $Z_2 = 1/\omega C$, то такой усилитель называется интегрирующим решающим усилителем.

Если $Z_1 = 1/\omega C$ и $Z_2 = R$, то усилитель называется дифференцирующим решающим усилителем.

Применение активных сопротивлений как во входной цепи, так и в цепи обратной связи позволяет осуществить умножение входного напряжения на постоянный коэффициент, больший или меньший единицы.

Таким образом, в зависимости от выполнения внешних цепей решающий усилитель реализует различные математические операции.

Следует заметить, что при пользовании формулами (99) и (100) математические операции будут производиться решающими усилителями с некоторой погрешностью. Это обусловлено тем, что при выводе указанных формул пренебрегли влиянием конечных значений входного и выходного сопротивлений ОУ.

Оценку влияния конечных значений входного и выходного сопротивлений, а также коэффициента усиления ОУ на точность реализации соответствующих математических операций можно найти в [49, 59, 63].

49. ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ ОУ

Наиболее широкое распространение за последние годы получили операционные усилители, входные каскады которых выполнены по дифференциальной схеме. Такие каскады позволяют осуществить компенсацию дрейфа нуля входных транзисторов. Операционные усилители, построенные по дифференциальной схеме, обладают значительной помехозащищенностью и возможностью массового производства по интегральной технологии (схемы не содержат конденсаторов большой емкости) [49].

Если дифференциальные каскады на биполярных транзисторах, работающих в режиме микротоков с целью получения малого входного тока и его дрейфа, обладают недостаточной широкополосностью, то этот недостаток устраняется применением во входных каскадах ОУ высокочастотных полевых транзисторов.

Ограничимся рассмотрением входных каскадов ОУ, выполненных по дифференциальной схеме, как наиболее перспективных.

Входной каскад ОУ, кроме малого дрейфа нуля, должен обладать достаточно большим коэффициентом подавления синфазной составляющей $K_{п.с}$ (иногда его называют коэффициентом режекции). Применение полевых транзисторов в обычных схемах дифференциальных усилителей со стабилизаторами тока в истоковой цепи не может обеспечить высокий коэффициент подавления синфазной составляющей из-за небольшого значения крутизны ПТ и сравнительно небольшого внутреннего сопротивления. Это приводит к тому, что

в дифференциальных усилителях на полевых транзисторах увеличение выходного сопротивления токостабилизирующего четырехполюсника не дает желаемого результата. В [60] экспериментально показано, что при использовании обычных конфигураций дифференциальных усилителей на ПТ значение $K_{п с}$ не превышает 60—65 дБ, что во многих случаях недостаточно. Для увеличения коэффициента режекции часто идут на некоторое усложнение схемы входного каскада ОУ.

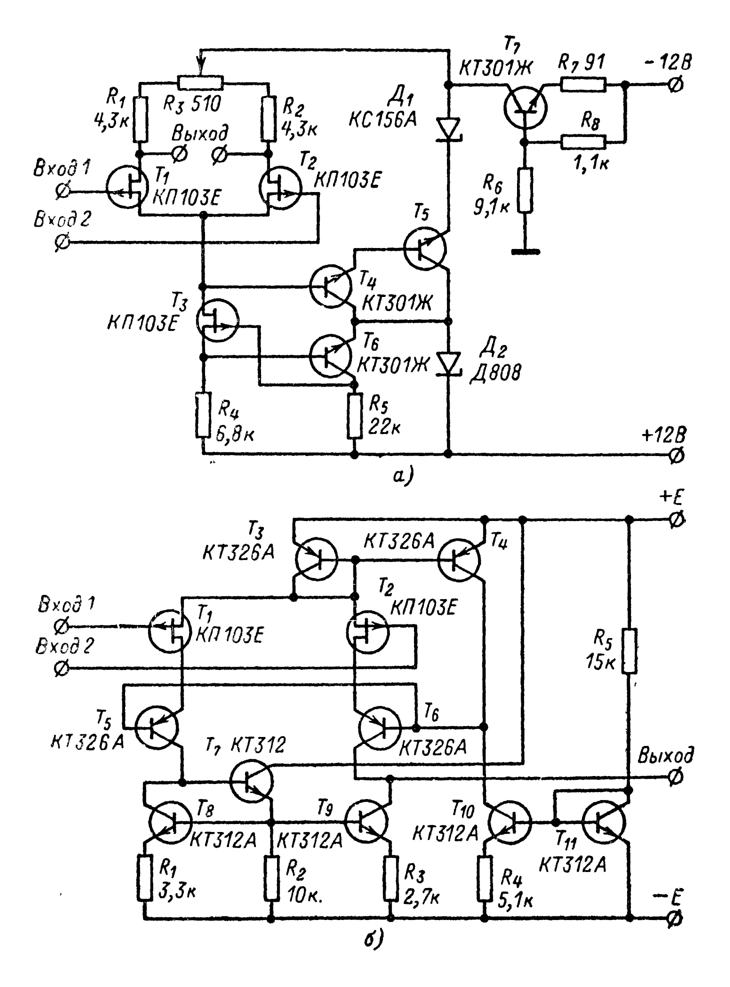


Рис. 60. Входные каскады ОУ.

а — со стабилизацией режима работы входных ПТ; *б* — с отрицательной обратной связью.

На рис. 60, *а* [60] изображена принципиальная схема дифференциального усилителя с большим коэффициентом подавления синфазного сигнала. Если при подаче синфазного сигнала на вход обыкновенного дифференциального каскада происходит изменение режимов работы транзисторов (изменяется ток стока, напряжение на затворе, напряжение стока), то в схеме (рис. 60, *а*) режим транзисторов (даже при подаче значительного синфазного сигнала) практически не изменяется, что равносильно увеличению $К_{п.с}$. Стабилизация режима работы транзисторов осуществляется за счет питания дифференциального каскада напряжением, которое следит за изменением входного синфазного сигнала. Кроме того, ток через дифференциальный каскад поддерживается постоянным, для чего в цепь истоков транзисторов $Т_1$ и $Т_2$ включается стабилизатор тока, выполненный на полевом транзисторе $Т_3$, биполярном транзисторе $Т_6$ и стабилитроне $Д_2$. Напряжение питания дифференциального каскада поддерживается постоянным с помощью стабилизатора напряжения, в который входят стабилитрон $Д_1$, составной транзистор $Т_4$—$Т_5$ и стабилизатор тока, выполненный на транзисторе $Т_7$.

Внутреннее сопротивление генератора тока на полевом $Т_3$ и биполярном $Т_6$ транзисторах вычисляется по формуле [60]

$$R_{i\text{стаб}} = R_{i\text{ПТ}} \frac{(R_к + R_э) S R_и \beta}{R_э \beta + R_и}, \qquad (101)$$

где $R_{i\text{ПТ}}$ — внутреннее сопротивление полевого транзистора; $R_к$ — сопротивление в цепи коллектора биполярного транзистора; $R_э \approx$ ≈ 100 Ом; $R_и$ — сопротивление в цепи истока полевого транзистора (R_4).

Коэффициент режекции описанного выше дифференциального каскада составляет около 100 дБ при подборе входных транзисторов с точностью 7%.

Такой каскад, но без стабилизатора напряжения, даже при однопроцентном подборе входных транзисторов по основным электрическим параметрам имеет коэффициент режекции менее 70 дБ, что подтверждает необходимость стабилизации питания дифференциального каскада на ПТ.

Для увеличения коэффициента усиления дифференциального сигнала, а также увеличения коэффициента режекции достаточно часто используется каскодное включение входных полевых транзисторов [71]

В некоторых случаях для увеличения $К_{п.с}$ применяется отрицательная обратная связь, подавляющая синфазную составляющую [49].

На рис. 60, *б* изображен входной каскад операционного усилителя, в котором напряжение синфазной составляющей сигнала выделяется на нелинейном сопротивлении, образованном транзистором $Т_3$ в диодном включении, усиливается с помощью $Т_4$ и через транзисторы $Т_5$ и $Т_6$ передается в стоковые цепи $Т_1$ и $Т_2$, создавая глубокую отрицательную обратную связь (для дифференциального сигнала эта обратная связь отсутствует) Кроме того, увеличение $К_{п.с}$ достигается за счет того, что на выходе каскада происходит вычитание синфазных составляющих (с выхода $Т_5$ с помощью схемы на транзисторах $Т_7$ — $Т_9$ сигнал передается в коллекторную цепь $Т_6$ с обратным знаком) [49].

Данная схема обладает малой входной емкостью, удобством сопряжения с выходным каскадом и хорошей термостабильностью. Последнее достигается, в частности, за счет применения в базовых цепях T_4, T_{10} транзисторов T_3 и T_{11} в диодном включении.

50. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ОУ

Рассмотрим практические схемы ОУ с полевыми транзисторами во входных каскадах и их некоторые особенности.

На рис. 61 приведена схема ОУ типа К2СС841, серийно выпускаемого нашей промышленностью. Она представляет собой гибрид-

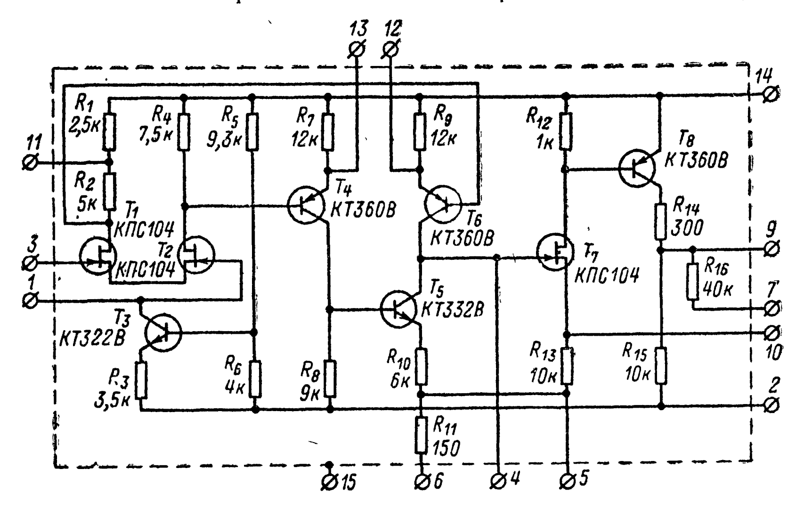


Рис. 61. Принципиальная схема ОУ типа К2СС841.

ную интегральную схему, в которой используются дискретные бескорпусные транзисторы: полевые транзисторы T_1 и T_2 типа КПС104, биполярные T_3, T_5 — КТ332В; T_4, T_6, T_8 — КТ360В.

Входной каскад (T_1, T_2) построен по дифференциальной схеме с транзистором T_3 в цепях истоков, представляющим собой генератор постоянного тока и служащим для увеличения коэффициента подавления синфазной составляющей. Нагрузочные резисторы (R_1, R_2, R_4) в цепи стоков T_1 и T_2 выбраны низкоомными из-за небольшого входного сопротивления последующего каскада. Второй каскад также выполнен по дифференциальной схеме, но уже на биполярных транзисторах (T_4, T_6). Коллекторной нагрузкой транзистора T_6 служит транзистор T_5, который в качестве динамической нагрузки представляет собой эквивалентное сопротивление, имеющее сотни килоом. Такое включение транзистора T_5 позволяет получить значительное усиление дифференциального каскада и иметь несимметричный выход. Коллектор транзистора T_3 с выводом *1* соединен ошибочно; его следует соединить с истоками транзисторов T_1, T_2.

Следует заметить, что разбаланс по сопротивлениям резисторов R_8, R_{10} в этой схеме не играет существенной роли благодаря автоматической установке режима транзистора T_5.

Выходной каскад ОУ, выполненный на полевом транзисторе T_7 и биполярном T_8, представляет собой схему истокового повторителя со следящей связью (см. § 15), у которого коэффициент передачи по напряжению может быть больше единицы.

Основные электрические параметры операционного усилителя следующие [96, 97]:

Коэффициент усиления	$\geqslant 5000$
Напряжение смещения нуля, приведенное ко входу, мВ	$\leqslant 30$
Выходное сопротивление низкоомного выхода, Ом	$\leqslant 600$
Выходное сопротивление высокоомного выхода, кОм	$\geqslant 100$
Коэффициент нелинейных искажений при $U_{вых} = 2{,}0$ В, %	$\leqslant 2$
Коэффициент подавления синфазной помехи, дБ	$\geqslant 50$
Динамический диапазон в режиме масштабного усилителя с $K = 10$ в полосе частот 20 Гц — 40 кГц, дБ	$\geqslant 80$
Входной ток смещения, нА	$\leqslant 5$
Потребляемая мощность, мВт	$\leqslant 60$
Модуль полного входного сопротивления на частоте:	
40 Гц	$\geqslant 100$ МОм
40 кГц	$\geqslant 300$ кОм

Как видно из приведенных выше параметров, К2СС841 представляет собой ОУ невысокой точности и быстродействия. Основное назначение К2СС841 — использование в качестве активного элемента при построении линейных активных RC-фильтров в диапазоне звуковых и инфразвуковых частот. На основе микросхемы К2СС841 могут быть реализованы высокодобротные звенья фильтров (с добротностью до 150) [85].

Дополнительный высокоомный выход расширяет возможности микросхемы, позволяя применять ее при реализации звеньев с относительно невысокими добротностями. Кроме того, микросхема К2СС841 может найти применение в качестве линейных усилителей при построении узлов аналоговых вычислительных машин и др.

Схема более сложного операционного усилителя типа 8007 фирмы Intersil, обладающего лучшими электрическими характеристиками, изображена на рис. 62 [61] На примере этого ОУ рассмотрим некоторые схемные решения, применяемые для улучшения параметров операционных усилителей.

Входные полевые транзисторы T_1 и T_2 защищены от напряжений выше 2,5 В (что существенно ниже пробивного напряжения) посредством петли следящей обратной связи на транзисторах T_3—T_6. Эта цепь поддерживает фиксированное напряжение между стоком и истоком ПТ, не зависящее от входного напряжения и одновременно обеспечивает высокий уровень подавления синфазной помехи в данной схеме.

Основной особенностью данного ОУ является использование транзисторов T_{14} и T_{15}, которые служат для задания тока смещения входного каскада. Транзистор T_{14} представляет собой p-канальный ПТ, включенный таким образом, что в его цепи сток — исток протекает необходимый ток. С помощью резисторов в эмиттерных цепях T_7—T_9 этот ток снижается примерно на 20%, тем самым обеспечивая отсутствие прямого смещения в транзисторах T_1 и T_2.

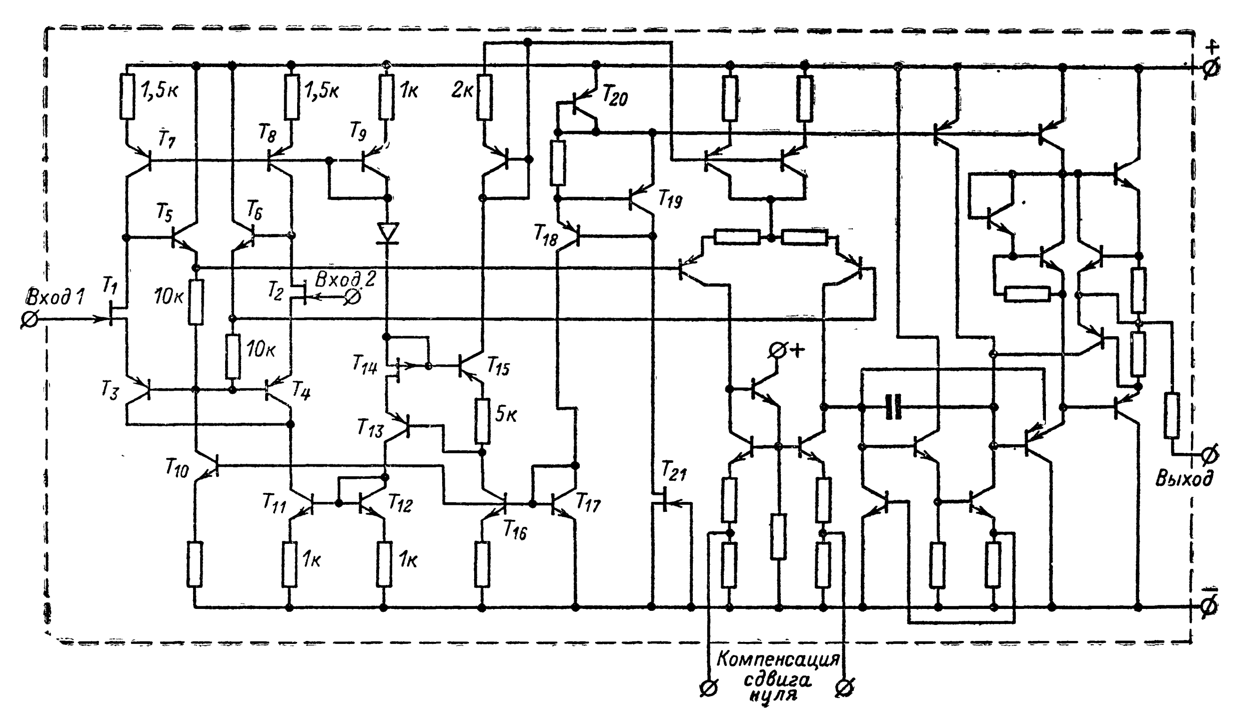


Рис. 62. Принципиальная схема ОУ типа 8007 фирмы Intersil.

Другой особенностью входных каскадов рассматриваемого усилителя является применение источника тока T_{11}, который ограничивает входной ток в случае пробоя транзисторов T_1 или T_2 при быстрых переходных процессах.

Электрические параметры операционного усилителя 8007 следующие:

Входной ток смещения, пкА	0,3
Входное напряжение сдвига, мВ	15
Входное сопротивление, Ом	10^{12}
Дрейф входного напряжения сдвига, мкВ/° С	20
Подавление синфазной помехи, дБ	90
Диапазон входных напряжений, В	(±12)
Скорость нарастания сигнала, В/мкс	6
Размах выходного напряжения, В	(±12)

51. МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ ДРЕЙФА НУЛЯ ОУ

Схемы операционных усилителей с непосредственной связью без каких-либо параметрических компенсирующих узлов наиболее просты и надежны, однако обладают довольно высоким дрейфом нуля. Хотя полевые транзисторы с *p-n*-переходом и могут обеспечить нулевой дрейф путем соответствующего выбора рабочей точки (см. § 4, 27), но это достигается путем точного подбора напряжения смещения, что во многих практических случаях является недопустимым. Поэтому за последние годы широкое распространение получили ОУ, входные каскады которых выполнены по дифференциальной схеме.

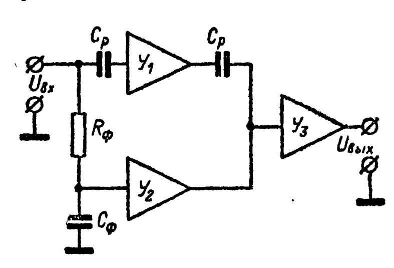


Рис. 63. Структурная схема усилителя с параллельными каналами усиления.

Применение ПТ во входных каскадах ОУ позволило снизить входной ток до нескольких десятков пикоампер. Однако в этом случае входной ток при изменении температуры изменяется по экспоненциальному закону, что затрудняет его компенсацию.

Напряжение смещения нуля и дрейф в ОУ с использованием ПТ несколько выше, чем у подобных ОУ на биполярных транзисторах. Дифференциальная структура ОУ не только снижает дрейф нуля, но и уменьшает его зависимость от изменений питающих напряжений.

В тех случаях, когда предъявляются более высокие требования к уровню дрейфа нуля, применяются ОУ с преобразованием сигнала. Дрейф нуля в таких усилителях (см. § 28) будет определяться в основном дрейфом модулятора. Современные модуляторы на ПТ позволяют снизить величину дрейфа до 0,05 мкВ/°С [42], что на два порядка меньше по сравнению с лучшими ОУ без преобразования сигнала.

Однако ОУ с преобразованием сигнала обладает достаточно высоким уровнем шума, возникающего при работе переключателей

модулятора и имеющего максимум на частоте несущей. Кроме того, динамические свойства усилителей такого типа оказываются не всегда приемлемыми. Частота среза обычно не превышает 10—20% от несущей частоты, которая для обеспечения малого дрейфа нуля должна выбираться достаточно низкой (см. § 29).

В связи с этим, учитывая недостатки усилителя М-ДМ, была предложена схема ОУ с параллельными каналами усиления [68],

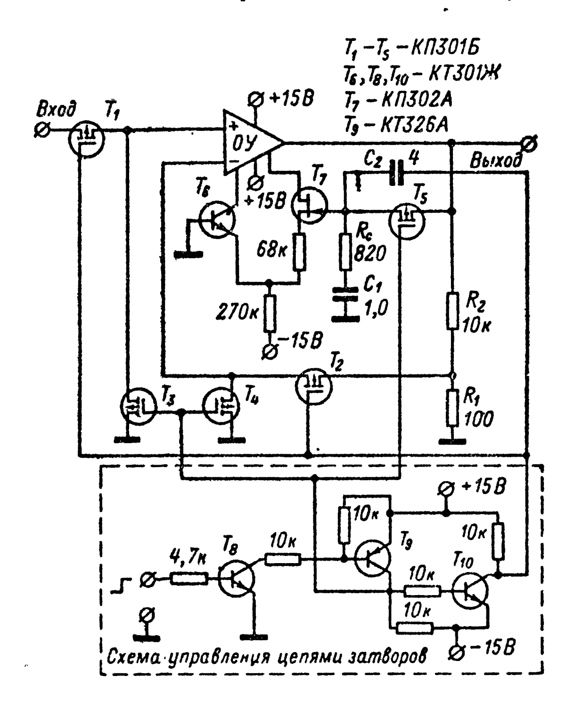


Рис. 64. Схема компенсации сдвига нуля ОУ.

структурная схема которого изображена на рис. 63. Принцип действия ОУ состоит в том, что в усилителе используются два канала усиления: высокочастотный и низкочастотный. Высокочастотный усилитель $У_1$ обычно представляет собой широкополосный усилитель с непосредственными связями, где разделительные емкости включаются только на входе и выходе. Низкочастотный усилитель $У_2$ является усилителем типа М-ДМ. Выходные напряжения обоих каналов суммируются и усиливаются в широкополосном усилителе $У_3$ с относительно невысоким коэффициентом усиления. Полоса пропускания отдельных каналов подбирается таким образом, чтобы амплитудно-частотная характеристика всего усилителя не имела провалов в полосе рабочих частот и обеспечивалась устойчивость работы как на высоких, так и на низких частотах. Это

достигается путем тщательного подбора амплитудно-фазовых характеристик каждого канала.

В ряде случаев, когда ОУ предназначены для работы с высокой частотой повторения, а усилитель без преобразования не удовлетворяет предъявленным требованиям по дрейфу нуля, оказывается целесообразным применять схемы с периодической компенсацией дрейфа нуля с помощью сигнала, который вырабатывается при закороченных входах усилителя.

Одна из таких схем изображена на рис. 64 [69]. Процесс компенсации сдвига нуля осуществляется путем периодического отключения и последующего заземления обоих входов усилителя, в результате чего выходное напряжение подается по цепи обратной связи на выводы усилителя, служащие для регулировки сдвига нуля в промежуточном каскаде операционного усилителя. Мгновенное значение напряжения обратной связи запоминается на конденсаторе C_1 и хранится до тех пор, пока в усилителе не установится нормальный режим работы после того, как его вход вновь будет подключен к источнику входного сигнала.

Вся усилительная система периодически переключается из одного режима работы в другой: из режима усиления в режим запоминания. Цикл запоминания ошибки начинается с того, что ключи, выполненные на МОП-транзисторах, T_1 и T_2 размыкаются, а T_3—T_5 замыкаются. В результате усилитель усиливает напряжение сдвига собственного нулевого выходного уровня, а схема выборки, образованная ключевым МОП-транзистором T_5, транзисторами T_6—T_7 и конденсатором C_1 вводит в усилитель компенсационный ток.

Резистор R_c введен с целью повышения устойчивости работы во время цикла запоминания ошибки.

Когда ключ на транзисторе T_5 размыкается, компенсационное напряжение на конденсаторе изменяется, поскольку из-за наличия емкости между затвором и истоком переключаемого МОП-транзистора на запоминающую емкость проходит сигнал, управляющий транзистором по затвору. Указанная ошибка нейтрализуется с помощью конденсатора C_2, который заряжается напряжением, равным по уровню, но противоположным по знаку тому сигналу, который управляет транзистором по затвору.

52. ПРИМЕНЕНИЕ ОУ

Операционные усилители в схемах выборки с запоминанием. Схемы выборки с запоминанием часто используются в измерительных и преобразовательных устройствах, на вход которых нельзя подавать сигналы, изменяющиеся во времени. К таким устройствам относятся некоторые типы аналого-цифровых преобразователей, например преобразователи, работающие по принципу «взвешивания», у которых с помощью матрицы сопротивлений формируется набор постоянных эталонных напряжений, необходимых для сравнения с измеряемым напряжением.

На примере простейшей схемы выборки с запоминанием (рис. 65, *а*) рассмотрим смысл двух основных параметров таких схем: времени запаздывания и времени установления выходного сигнала. Для рассматриваемой схемы время запаздывания представляет собой интервал времени между подачей управляющего

сигнала на размыкание ключа K_1 и размыканием ключа. В том случае, когда допустимо большое время запаздывания (входной сигнал изменяется достаточно медленно), в качестве ключей K_1 могут использоваться реле. При использовании полевых или биполярных транзисторов можно получить время запаздывания менее 100 нс [62].

Время, в течение которого выходное напряжение схемы после переключения с режима запоминания на режим выборки устанав-

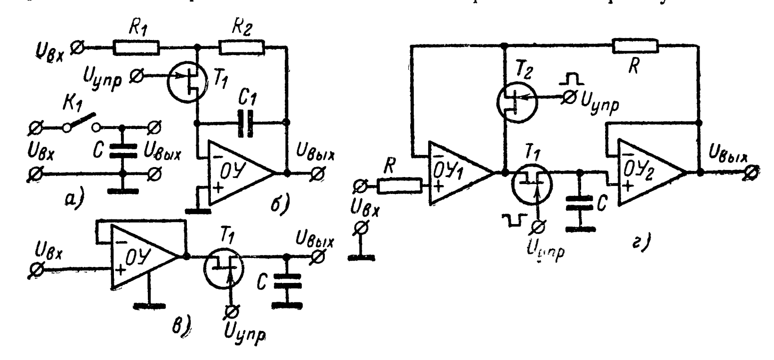


Рис. 65. Схемы выборки с запоминанием.

а — простейшая схема; *б* — инвертирующая схема выборки; *в* — неинвертирующая схема выборки; *с* — схема выборки с двумя ОУ.

ливается (с определенной степенью точности) равным входному напряжению, называется временем установления.

Если напряжение $U_{вх}$ (рис. 65, *а*) поступает с выхода операционного усилителя, то время установления выходного сигнала в схеме выборки будет зависеть от максимального выходного тока усилителя, максимальной скорости изменения выходного напряжения, а также от времени установления выходного сигнала усилителя.

На практике используются два типа схемы выборки с запоминанием: инвертирующие и неинвертирующие [62].

Простая инвертирующая схема выборки с запоминанием приведена на рис. 65, *б*. При замыкании ключа, выполненного на полевом транзисторе T_1, конденсатор C заряжается до напряжения $U_{вых}=U_{вх}$.

Малое значение тока начального смещения операционного усилителя, используемого в схеме рис. 65, *б*, предотвращает потерю амплитуды входного сигнала во время цикла запоминания. Так, при зарядной емкости $C=0{,}1$ мкФ ошибка, обусловленная током начального смещения операционного усилителя примерно 10 нА, составит всего 0,01%/с. Это означает, что конденсатор будет иметь незначительную утечку заряда: при входном сигнале 5 В напряжение на конденсаторе будет уменьшаться со скоростью 0,5 мВ/с. Таким образом, можно обеспечить большое время хранения, применяя конденсаторы меньшей емкости (т. е. обладающие меньшей собственной утечкой), чем потребовалось бы при использовании операционного усилителя с входным каскадом на биполярных транзисторах.

Положительным свойством инвертирующей схемы выборки с запоминанием является малое выходное сопротивление, благодаря чему выходное напряжение схемы в режиме запоминания практически не изменяется. Недостатком схемы является низкое входное сопротивление.

Неинвертирующая схема выборки с одним операционным усилителем (рис. 65, *в*) обладает высоким входным сопротивлением. Время установления выходного сигнала определяется постоянной

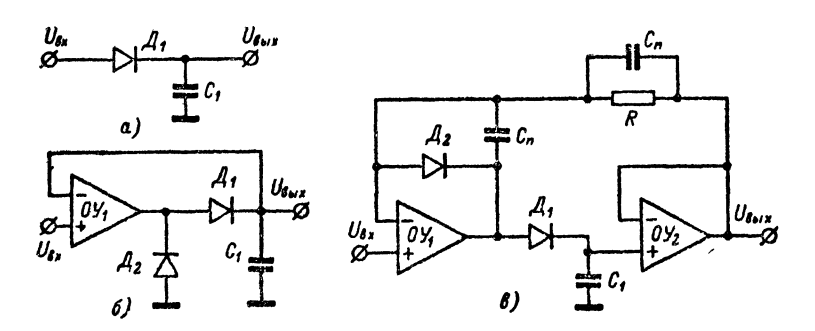


Рис. 66 Схемы пиковых детекторов.

а — простейшая схема; *б* — с одним ОУ; *в* — с двумя ОУ.

времени $r_к C$ при условии, что $CdU_{вых}/dt < I_{макс}$, где $r_к$ — сопротивление канала ПТ в проводящем состоянии, а $I_{макс}$ — максимальный ток, обеспечиваемый усилителем. Основным недостатком схемы является быстрый разряд C в режиме запоминания при работе на сравнительно низкоомную нагрузку. Указанный недостаток можно устранить введением в схему второго ОУ (рис. 65, *г*). Включение T_1 в контур обратной связи позволяет усилителю $ОУ_1$ работать с максимальным выходным током до полного заряда конденсатора C. В режиме запоминания ключ на транзисторе T_1 разомкнут, а T_2 замкнут, что обеспечивает обратную связь для усилителя $ОУ_1$

Операционные усилители в схеме пикового детектора. Рассмотрим работу пикового детектора на примере простейшей диодно-емкостной схемы (рис. 66, *а*). Через диод ток проходит только в одном направлении, заряжая конденсатор C_1. Когда $U_{вх}$ становится меньше $U_{вых}$, диод $Д_1$ запирается и конденсатор C_1 фиксирует пиковое значение. Напряжение на C_1 в режиме обнаружения пикового значения уменьшается со скоростью, В/с, [62]:

$$\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta t} = \frac{I_н}{C_1},$$

где $I_н$ — ток утечки.

Любая нагрузка, подключенная к выходу схемы, приводит к уменьшению напряжения $U_{вых}$.

Таким образом, простейшая схема пикового детектора (рис. 66, *а*) обладает существенными недостатками.

Введением операционного усилителя в схему пикового детектора можно повысить его точностные характеристики. На рис. 66, *б* изображена схема пикового детектора с одним ОУ, позволяющая практически устранить уменьшение $U_{вых}$ из-за падения напряжения на диоде. Входной каскад операционного усилителя, используемого в схеме пикового детектора, следует выполнять на полевых транзисторах для минимизации скорости уменьшения выходного сигнала после обнаружения пика, иначе входной ток смещения инвертирующего входа усилителя будет разряжать конденсатор C_1. Время установления выходного сигнала определяется теперь не постоянной времени, равной произведению емкости C_1 на сопротивление диода в прямом направлении R, а максимальным выходным током ОУ ($I_{макс}$). Скорость изменения выходного напряжения пикового детектора, В/с, с использованием операционного усилителя определяется как

$$\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta t} = \frac{I_{макс}}{C_1},$$

только в том случае, если она не превосходит максимальной скорости изменения выходного напряжения ОУ.

Для предотвращения разряда конденсатора C_1 при работе пикового детектора на сравнительно низкоомную нагрузку вводится второй операционный усилитель $ОУ_2$ (рис. 66, *в*), включенный по схеме повторителя с единичным коэффицентом усиления. В случае, когда необходимо длительное время запоминания, входной каскад $ОУ_2$ целесообразно выполнить на полевых транзисторах.

При введении операционного усилителя в схему пикового детектора следует соблюдать некоторые предосторожности. Так, схема должна быть критически демпфирована или передемпфирована, потому что любое перерегулирование (при подаче, например, ступенчатого входного сигнала) будет приводить к регистрации схемой ложных пиков [62]. Для устранения этого явления в схеме с двумя операционными усилителями (рис. 66, *в*) введены дополнительные конденсаторы $C_п$. Используемые ОУ не должны терять устойчивость при работе на емкостную нагрузку. Кроме того, должны быть приняты меры, исключающие перегрузку ОУ после обнаружения пика, так как цепь обратной связи разрывается, когда диод $Д_1$ смещается в обратном направлении и запирается.

В схеме рис. 66, *б* диод $Д_2$ предотвращает перегрузку $ОУ_1$ при отрицательном напряжении насыщения, когда $U_{вх} < U_{вых}$ и должен выдерживать ток, обеспечиваемый усилителем $ОУ_1$ при коротком замыкании. В улучшенной схеме пикового детектора с двумя операционными усилителями (рис. 66, *в*) при $U_{вх} < U_{вых}$ диод $Д_2$ открыт, обеспечивая обратную связь для $ОУ_1$ и предохраняя его от перегрузки.

Операционные усилители с входными каскадами на полевых транзисторах могут использоваться в интеграторах с большой постоянной времени, где малый ток начального смещения приводит к уменьшению утечки конденсатора.

В логарифмических усилителях, которые должны воспринимать сильно различающиеся входные токи, способность операционного усилителя с полевыми транзисторами на входе различать токи от 1 нА до 0,1 мА расширяет динамический диапазон в область весьма малых токов. Динамический диапазон ОУ на ПТ достигает пяти декад по

сравнению с одной-двумя декадами для ОУ на биполярных транзисторах.

Кроме перечисленного выше операционные усилители с входными каскадами на ПТ используются также в схемах активных фильтров (см. § 53), *RC*-генераторов, компараторов.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ
ДРУГИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
53. АКТИВНЫЕ *RC*-ФИЛЬТРЫ

На практике часто возникает необходимость в различного рода схемах частотной селекции сигналов, осуществляемой электрическими фильтрами.

Использование пассивных фильтров в области низких и инфранизких частот очень часто не представляется возможным из-за их

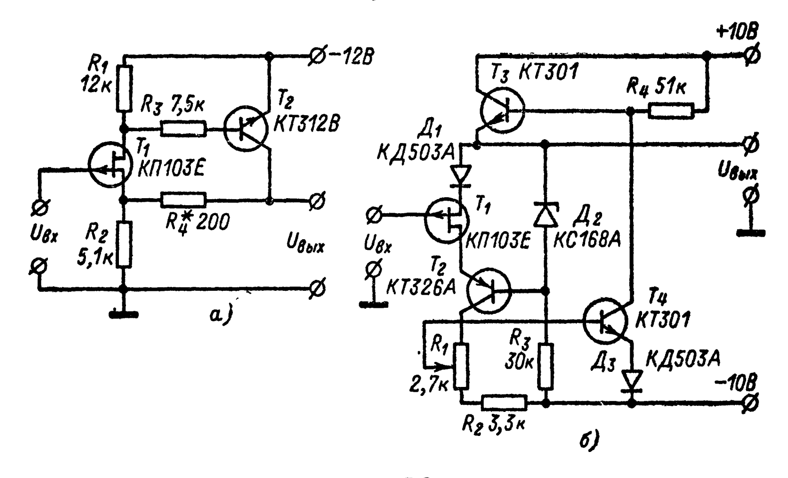


Рис. 67. Схемы УПТ для активных *RC*-фильтров.

а — простой двухкаскадный УПТ; *б* — высококачественный УПТ.

неприемлемых габаритов и массы, низкой избирательности и подверженности воздействию магнитных полей.

Активные *RC*-фильтры свободны от перечисленных недостатков пассивных фильтров, работающих в области инфранизких частот.

Основной трудностью в построении усилителей активных *RC*-фильтров является обеспечение высокой стабильности коэффициентов передачи и больших значений входных сопротивлений [84]. Проблема обеспечения высоких входных сопротивлений усилителей (для снижения емкости конденсаторов) достаточно просто решается использованием полевых транзисторов. Применение специально разработанных для активных фильтров микросхем типа К2СС841, К2СС842

позволяет упростить расчет, получить хорошие электрические характеристики, уменьшить габариты и повысить надежность фильтров [96, 97].

Теория и расчет активных фильтров хорошо изложены в [83—85]. Поэтому в данном параграфе будут рассмотрены лишь практические схемы фильтров и методика их настройки.

Усилители для активных фильтров. На рис. 67, *а* изображена схема простого двухкаскадного усилителя на полевом и биполярном транзисторах, нашедшего широкое применение в активных фильтрах. Температурный коэффициент изменения коэффициента передачи усилителя (ТКК) в данной схеме уменьшен в результате введения отрицательной обратной связи, а также выбором напряжения отсечки (соответствующего типа транзистора).

Введение резистора R_3 в цепь базы биполярного транзистора T_2 эквивалентно увеличению внутреннего сопротивления источника сигнала для второго каскада. В [84] показано, что при $R_3 \geqslant R_{вх2}$ ТКК второго каскада становится положительным, что частично компенсирует отрицательный (при $U_{отс} > 0{,}6$ В) коэффициент передачи усилителя.

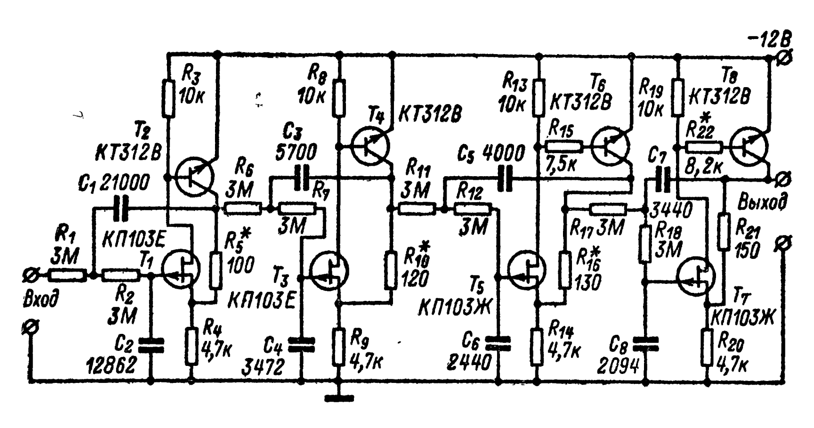


Рис. 68. Принципиальная схема ФНЧ.

Рассмотрим схему более сложного усилителя, предназначенного также для построения активных *RC*-фильтров (рис. 67, *б*) [2]. Полевой транзистор T_1 и биполярный *p-n-p*-транзистор T_2 включены по каскодной схеме. Напряжение смещения для каскодной пары задается с помощью стабилитрона $Д_2$ с напряжением стабилизации 6,8 В. На исток полевого транзистора сигнал в фазе с входным сигналом подается через эмиттерный повторитель на транзисторе T_3. Ток смещения ПТ устанавливается с помощью переменного резистора в коллекторной цепи транзистора T_2. При регулировке потенциометром R_1 добиваются, чтобы погрешность усилителя по постоянному току равнялась нулю.

Практическая схема фильтра. На рис. 68 изображена принципиальная схема ФНЧ. Аппроксимация по Чебышеву при заданном

числе элементов позволяет получить наибольшую избирательность. Параметры фильтра следующие:

Частота среза, Гц 100
Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, дБ . $<0{,}5$
Затухание на частоте 130 Гц, дБ . . . . >30

Значения собственных частот звеньев и коэффициентов передачи усилителей приведены в табл. 5.

Таблица 5

Параметр	Номер звена			
	I	II	III	IV
Коэффициент передачи . .	0,69	1,04	1,19	1,28
Собственная частота, Гц . .	32,24	61,15	87,01	101,3

Расчет фильтра производился по методике, предложенной в [84].

Звенья фильтра имеют непосредственную связь, благодаря чему обеспечивается прохождение постоянной составляющей сигнала. Установка требуемых значений коэффициентов передачи производится подбором резисторов R_5, R_{10}, R_{16}, R_{21}. Стабильность параметров ФНЧ достигается соответствующим выбором напряжения отсечки полевых транзисторов (типа транзистора), а также включением в базы транзисторов резисторов R_{15}, R_{22}. Их компенсирующее действие рассмотрено в [84].

Методика настройки активного RC-фильтра. Активные фильтры реализуются путем каскадного включения избирательных звеньев, поэтому амплитудно-частотная характеристика фильтров является произведением АЧХ звеньев, причем форма АЧХ и расположение ее на оси частот определяются значениями коэффициента затухания и собственной частоты звена. Отсюда следует, что для настройки фильтра необходимо точно установить рассчитанные значения собственных частот и коэффициентов затухания звеньев.

Методику настройки фильтра проиллюстрируем на примере ФНЧ, изображенного на рис. 68.

Первоначально устанавливается собственная частота первого звена 32,24 Гц (табл. 5), для чего каскад, выполненный на транзисторах T_1 и T_2, вводят в режим генерации, повышая коэффициент передачи усилителя посредством увеличения сопротивления резистора R_5 (его на время настройки фильтра следует заменить потенциометром).

Следует заметить, что амплитуду колебаний для более точного измерения частоты необходимо устанавливать минимально возможной. Измерив частоту полученных колебаний и сопоставив ее с расчетным значением, необходимо изменением сопротивления резисторов R_1 и R_2 (или емкостей конденсаторов C_1 и C_2) установить требуемую собственную частоту звена.

Затем, установив подобным же образом собственные частоты остальных звеньев, следует выставить требуемые значения коэффициентов передач. Для этого, подавая на вход каскада с помощью генератора напряжение с частотой, равной собственной частоте звена, изменением сопротивления резистора R_5 выставляют расчетное

значение коэффициента передачи. После предварительной настройки каждого звена определяется АЧХ всего фильтра и производится корректировка значений коэффициентов передачи усилителей (с помощью резисторов R_5, R_{10}, R_{16}, R_{21}) с целью получения требуемой неравномерности в полосе пропускания.

При составлении схем ФНЧ и ФВЧ звенья целесообразно включать в порядке увеличения коэффициентов передачи усилителей, при этом обеспечивается наибольший динамический диапазон.

Реализация фильтров на основе микросхем К2СС841 и К2СС842. Дальнейшим шагом на пути к микроминиатюризации избирательных

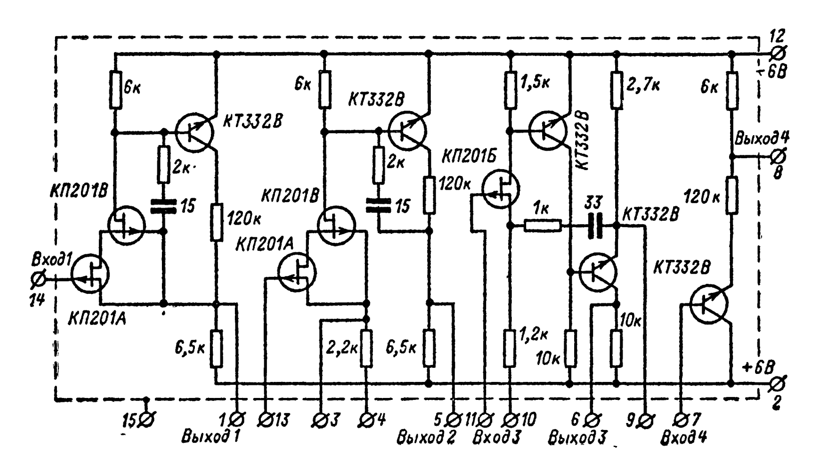


Рис. 69. Микросхема К2СС842.

систем является применение микросхем типа К2СС841, К2СС842, специально разработанных для построения активных *RC*-фильтров [96, 97].

Использование данных микросхем в схемах фильтров позволяет упростить их расчет, изготовление и настройку, уменьшает габариты и повышает надежность.

Микросхема К2СС842, принципиальная схема которой изображена на рис. 69, содержит три активных высококачественных элемента, во входных каскадах которых применены полевые транзисторы, и один эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе.

Значения входных сопротивлений для всех трех усилителей составляет несколько тысяч мегаом. Максимальная амплитуда сигнала на выходе каждого из усилителей, при которой значение коэффициента гармоник не превышает 2%, не менее 2,5—3 В. Уровень собственных шумов каждого усилителя не превышает 10 мкВ в полосе частот 1 Гц — 40 кГц. Выходное сопротивление не более 75 Ом [85].

Среднее значение нестабильности коэффициента передачи при включении усилителей по схеме истоковых повторителей (при этом $0{,}98<K<1$) и изменении температуры от —45 до +55° С составляет 0,3%.

На базе микросхемы К2СС842 можно проектировать фильтры нижних и верхних частот с крутизной спада до 60 дБ на октаву при изменении температуры окружающей среды от —20 до +55° С и с крутизной затухания до 40 дБ на октаву, работающие стабильно при изменении температуры от —45 до +55° С [85].

Большие значения входных сопротивлений единичных усилителей позволяют строить фильтры для диапазона низких и инфранизких частот.

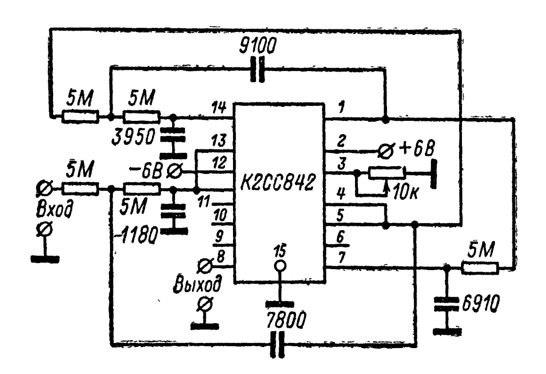


Рис. 70. ФНЧ на микросхеме К2СС842.

На рис. 70 изображена принципиальная схема чебышевского фильтра, где в качестве активного элемента используется микросхема К2СС842. По данным [85] такой фильтр обладает следующими техническими характеристиками:

Частота среза, Гц	10
Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, дБ .	0,2
Крутизна спада АЧХ, дБ/октаву	35

Микросхема типа К2СС841, представляющая собой операционный усилитель (см. § 50), также достаточно часто используется для построения активных *RC*-фильтров. При использовании ОУ стабильность характеристик фильтра практически определяется только стабильностью его пассивных компонентов. Кроме того, ОУ как активный элемент *RC*-фильтров обладает весьма высокой универсальностью. О методах построения активных фильтров на основе ОУ и их практические реализации можно найти в [85, 92].

54. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

Реле времени находят широкое применение во всех областях современной науки и техники. Наибольшее распространение получили реле времени, использующие электрический принцип создания временной задержки, что объясняется их относительной простотой, дешевизной, универсальностью и высокой надежностью.

Для получения больших выдержек времени в схемах на биполярных транзисторах приходится использовать накопительные кон-

денсаторы большой емкости, у которых, однако, велик ток утечки.

Применение полевого транзистора в электронном реле времени позволяет благодаря высокому входному сопротивлению в несколько раз уменьшить емкость накопительных конденсаторов, тем самым существенно снизив габаритные размеры электронного реле и повысив точность выдержки без ухудшения остальных характеристик.

Принципиальная схема электронного реле времени с двумя источниками питания приведена на рис. 71, *а* [29]. Рассмотрим прин-

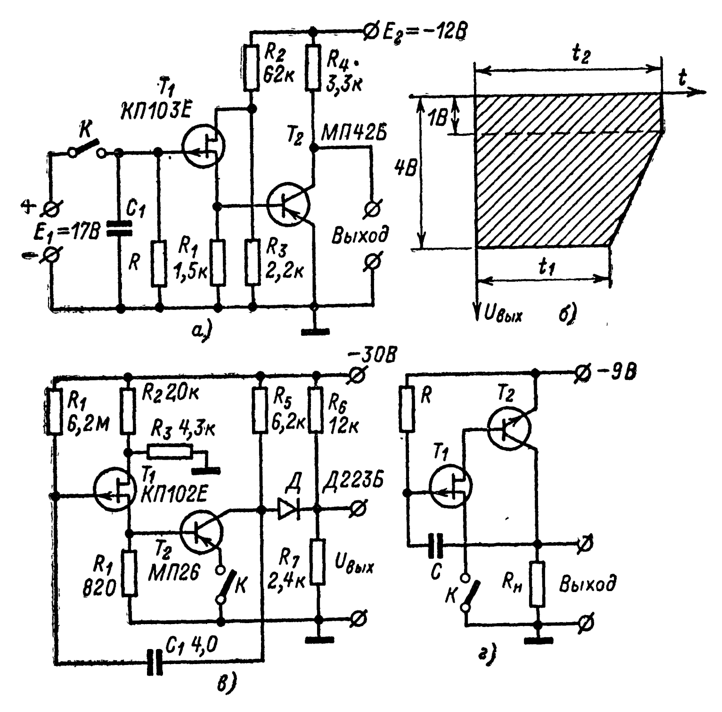


Рис. 71. Реле времени на ПТ.

а — схема с двумя источниками питания; *б* — выходная характеристика реле времени; *в* — схема с одним источником питания; *г* — простейшая схема реле времени.

цип действия такого реле времени. При замыкании ключа начинается процесс заряда емкости C_1 от источника E_1, при этом полевой транзистор T_1 закрывается за счет большого положительного потенциала, приложенного к его затвору. Так как полевой транзистор оказывается закрытым, то ток через его канал не протекает. Поэтому напряжение $U_{бэ}$ биполярного транзистора T_2 равно нулю и последний оказывается также закрытым, все напряжение источника E_2 приложено к выходным клеммам реле времени. После размыкания ключа *К* конденсатор C_1 начинает медленно разряжаться через резистор *R*.

При его разряде до напряжения, равного напряжению отсечки полевого транзистора, T_1 открывается; через канал ПТ появляется ток стока, который будет создавать падение напряжения на резисторе R_1 отрицательной (отпирающей) полярности для биполярного транзистора T_2 (момент t_1 — рис. 71, *б*). Этот процесс будет идти до тех пор, пока транзистор T_2 не войдет в режим насыщения, при этом напряжение на выходе реле времени практически будет равно нулю (момент t_2 — рис. 71, *б*).

При значениях $R=100$ МОм и $C_1=10$ мкФ реле времени (рис. 71, *а*) обеспечивает выдержку примерно $t_1=34$ мин и $t_2=$ $=48$ мин. Для ориентировочного определения продолжительности выдержки можно воспользоваться формулой $t_1 \approx 2RC$.

К недостаткам реле времени (рис. 71, *а*) следует отнести: наличие двух источников питания; наличие линейно падающего участка выходного напряжения (от t_1 до t_2); невысокую стабильность времени выдержки.

На рис. 71, *в* изображена принципиальная схема реле, у которого выдержка времени отсчитывается с момента замыкания ключа K.

При номиналах деталей, указанных на рис. 71, *в*, получена выдержка примерно 27 с. Сопротивлением резистора R_1 и емкостью конденсатора C_1 можно изменить продолжительность выдержки. Изменение температуры от 20 до 60° С приводит к погрешности выдержки на 4%.

Временное изменение напряжения на выходе реле показано на рис. 71, *б*. Хотя в данной схеме используется один источник питания, ей присущ тот же недостаток, что и предыдущей схеме: наличие линейно-изменяющегося выходного напряжения (от t_1 до t_2).

Последний недостаток устранен в реле времени, принципиальная схема которого представлена на рис. 71, *г*.

В момент замыкания ключа K конденсатор C начинает перезаряжаться через резистор R до момента времени, пока полевой транзистор не начнет проводить. Как только полевой транзистор откроется, то в цепи базы биполярного транзистора T_2 появится базовый ток, который вызовет появление коллекторного тока, в результате чего на резисторе $R_н$ образуется падение напряжения, открывающее полевой транзистор T_1. Происходит регенеративный процесс, приводящий к быстрому отпиранию обоих транзисторов.

При номиналах времязадающей цепочки $R=100$ мОм и $C=$ $=10$ мкФ получено время выдержки примерно 30 мин.

Для реализации времени выдержки, исчисляемой часами или даже сутками с хорошей воспроизводимостью, следует свести к минимуму влияние токов утечки по цепям затворов, применив, например, МОП-транзисторы и конденсаторы с большим сопротивлением утечки. Реле времени, выполненное с учетом этих рекомендаций, обеспечивало время выдержки до 30 ч с воспроизводимостью лучшей 1% [87].

55. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

На практике достаточно часто возникает необходимость измерения напряжения в высокоомных цепях (цепи затворов ПТ и управляющих сеток ламп), в которых использование таких широко распространенных приборов как ТТ-1, ТЛ-4 (и им подобных) невозможно ввиду их низкого входного сопротивления. Ламповые вольтметры,

обладающие высоким входным сопротивлением, довольно громоздки и требуют некоторого времени на прогрев ламп.

Для измерения сопротивлений, исчисляемых мегаомами (например, сопротивление изоляции датчиков), необходим также легкий, надежный и удобный прибор, что особенно важно при проведении измерений сопротивлений изоляции датчиков в корпусах самолетов, кораблей и т. д. На помощь приходят компактные и экономичные приборы, выполненные на полевых транзисторах.

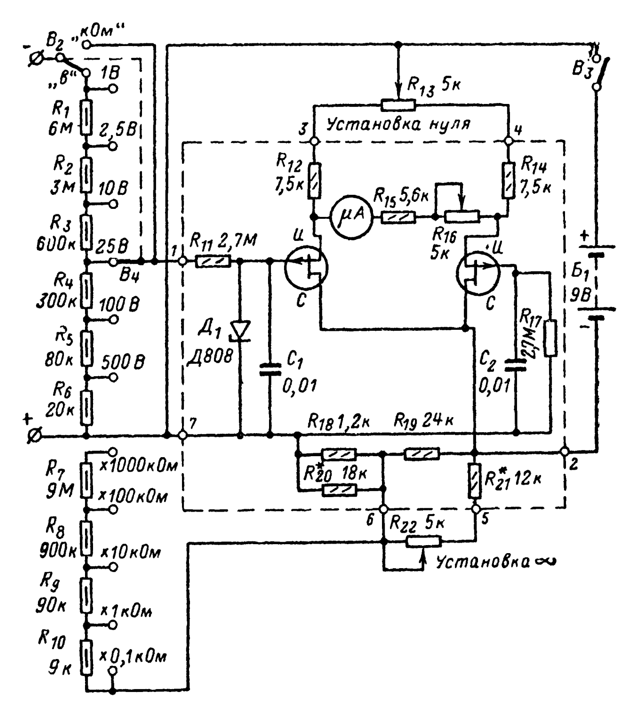


Рис. 72. Принципиальная схема вольтомметра.

На рис. 72 изображена принципиальная схема вольтомметра [88], позволяющего при входном сопротивлении 10 МОм измерять постоянное напряжение до 500 В в шести поддиапазонах: 0—1, 0—2,5; 0—10; 0—25; 0—100 и 0—500 В. Здесь имеется также возможность измерять сопротивления от 100 Ом до 100 МОм, причем для этого не требуется подключать дополнительный источник питания. Усилитель вольтметра для уменьшения дрейфа нуля выполнен по дифференциальной схеме с общим стоком. В цепи истоков включен измерительный прибор. Последовательно с микроамперметром включены резисторы R_{15} и R_{16}, которые служат для установки тока, отклоняющего стрелку прибора на всю шкалу. Потенциометром R_{13}

производится установка нуля. Для защиты транзистора T_1 от переменных и импульсных напряжений служит цепочка $R_{11}C_1$; цепочка $R_{17}C_2$ с аналогичным назначением соединяет затвор полевого транзистора T_2 с положительным полюсом источника питания. Для защиты от больших постоянных напряжений ко входу каскада на транзисторе T_1 подключен кремниевый стабилитрон $Д_1$, который ограничивает напряжение на входе до 8—9 В. Резисторы R_{18}—R_{21} и потенциометр R_{22} представляют собой делитель, с выхода которого на вход оммет-

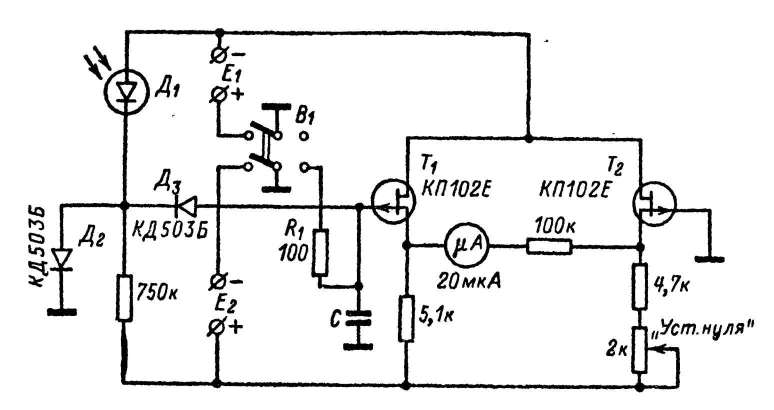


Рис. 73. Прибор для измерения вспышек света.

ра поступает постоянное напряжение питания 1 В. Резисторы делителя подбираются так, чтобы его входное сопротивление составляло 1 кОм. Переключатель поддиапазонов B_1 механически связан с переключателем B_2, причем последний срабатывает при переходе от измерения напряжений к измерению сопротивлений.

Описания приборов для измерения слабых токов (микроамперметры и наноамперметры), выполненных на полевых транзисторах, можно найти в [29, 89].

Простой, компактный и экономичный прибор для измерения энергии одиночной вспышки света (или серии вспышек света) также может быть выполнен на полевых транзисторах. Принципиальная схема такого прибора изображена на рис. 73 [90]. Рассмотрим кратко его принцип действия. Когда свет падает на фотодиод $Д_1$, сопротивление последнего уменьшается, и конденсатор C заряжается через диод $Д_3$ до напряжения, пропорционального общей энергии падающего света. С окончанием светового импульса фотодиод $Д_1$ возвращается в исходное состояние, и напряжение на конденсаторе C запирает диод $Д_3$, что предотвращает разряд конденсатора C по этой цепи. Так как полевые транзисторы T_1 и T_2, включенные по дифференциальной схеме, обладают высоким сопротивлением, то напряжение на конденсаторе C может быть измерено без внесения заметных погрешностей.

Конденсатор необходимо выбирать с малым током утечки. Выбор емкости конденсатора зависит от уровня интенсивности измеряемых световых импульсов и их длительности. Для получения хорошей

линейности конденсатор должен заряжаться до напряжения не более 2—3 В.

Тумблер B_3 подключает к схеме источник питания. Когда тумблер выключают, то источники отключают от схемы; одновременно конденсатор C разряжается через резистор R_1 (сопротивлением 100 Ом), который подключается к общей шине. В результате схема возвращается в исходное состояние, после чего она готова к измерению следующего светового импульса. Стрелочный индикатор до проведения измерений устанавливается на нуль с помощью балансирующего потенциометра «Уст. нуля», который регулирует напряжение, подаваемое на транзисторы T_1 и T_2.

56. РАСШИРИТЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

Расширители динамического диапазона (ДД) восстанавливают динамический диапазон сигнала, предварительно сжатый для осуществления передачи или консервации программ с помощью устройств, имеющих ограниченный ДД. Наилучшие результаты могут быть получены в том случае, если процесс расширения имеет взаимообратный характер по отношению к первоначальному процессу сжатия. Здесь имеется в виду прежде всего взаимообратность амплитудных характеристик. Кроме того, необходимо, чтобы были согласованы временные характеристики процессов регулировки при сжатии и расширении [86]. Практически эти требования трудно выполнимы, поэтому на практике используется равномерное расширение динамического диапазона, т. е. когда амплитудная характеристика расширителя в логарифмических координатах линейна. Кроме того, расширитель должен вносить малые нелинейные искажения, а уровень паразитных помех от регулировки и собственных шумов сведен к минимуму.

Использование полевого транзистора в схеме расширителя ДД позволяет существенно уменьшить изменение постоянной составляющей в процессе регулировки, что устраняет такие недостатки, свойственные ламповым расширителям, как щелчки, заикания и ударные возбуждения.

В схеме расширителя А. Н. Игнатьева полевой транзистор T_2 (рис. 74, *а*) типа КП103Л используется в качестве резистора, управляемого напряжением. Для осуществления автоматической регулировки коэффициента передачи на затвор транзистора T_2 подается регулирующее напряжение с фильтра R_5C_4 двухполупериодного выпрямителя ($Д_1$—$Д_2$).

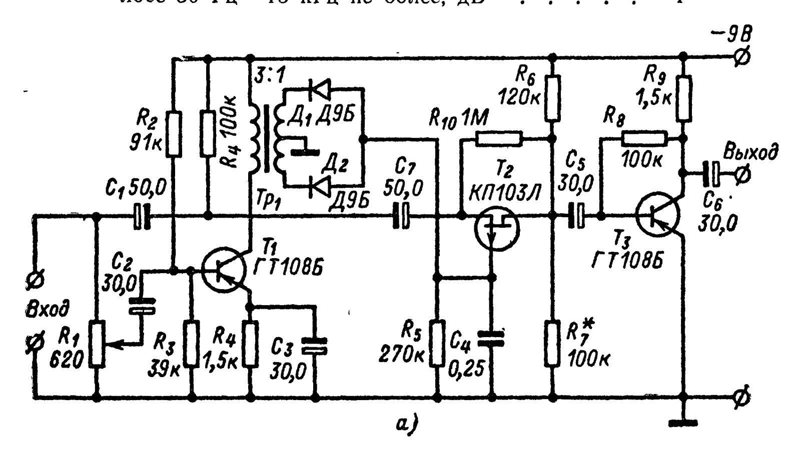
Для установления рабочей точки ПТ служит делитель R_6, R_7. Выбором резистора R_7 можно добиться такого режима работы схемы, при котором для сигналов, меньших минимального полезного, она была заперта. Тогда все помехи, лежащие ниже минимального полезного сигнала, не будут прослушиваться на выходе.

При увеличении входного сигнала растет и регулирующее напряжение, которое включено «навстречу» постоянному смещению, снимаемому с делителя R_6, R_7. При этом управляющее напряжение между истоком и затвором уменьшается, что приводит к уменьшению сопротивления канала ПТ, а в итоге — к увеличению коэффициента передачи аттенюатора. Требуемый диапазон расширения устанавливается с помощью резистора R_1. Для уменьшения нелиней-

ных искажений здесь целесообразно использовать полевые транзисторы с большими напряжениями отсечки.

Регулировочная характеристика рассмотренного расширителя динамического диапазона приведена на рис. 74, *б*; его основные технические параметры таковы:

Минимальное входное напряжение, мВ	1
Максимальное входное напряжение, мВ	100
Минимальное выходное напряжение, мВ	2,4
Максимальное выходное напряжение, В	2,4
Время срабатывания, мс	1
Время восстановления, с	0,2
Неравномерность частотной характеристики в полосе 30 Гц—15 кГц не более, дБ	1



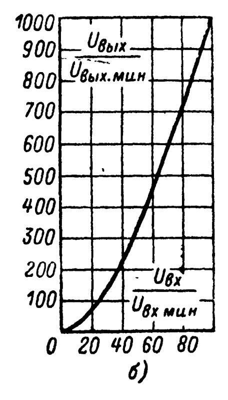


Рис. 74. Расширитель динамического диапазона.

а — принципиальная схема; *б* — регулировочная характеристика.

Из регулировочной характеристики (рис. 74, *б*) видно, что расширитель динамического диапазона позволяет расширить диапазон входных сигналов с 40 до 60 дБ.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ, ВЫПОЛНЕННЫЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

57. ЭЛЕКТРОННЫЙ КОММУТАТОР К ОСЦИЛЛОГРАФУ

Применение коммутатора на входе усилителя вертикального отклонения однолучевого осциллографа позволяет сделать его многоканальным, т. е. способным осциллографировать одновременно несколько процессов. Коммутатор попеременно подключает различные сигналы на вход осциллографа таким образом, что на экране трубки образуются отдельные осциллограммы. При этом используются следующие способы переключения каналов:

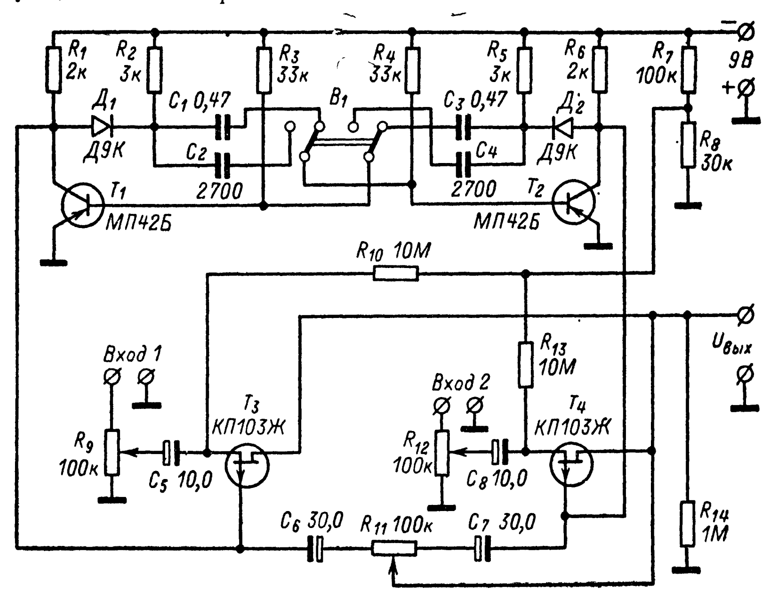


Рис. 75. Электронный коммутатор к осциллографу.

частота переключения каналов $f_п$ выбирается ниже наименьшей частоты спектра исследуемых сигналов f_c. В этом случае электронный луч выписывает несколько периодов одного исследуемого сигнала, а затем переключается на осциллографирование нескольких периодов другого исследуемого сигнала. Вследствие быстрого повторения таких переключений обе осциллограммы кажутся непрерывными благодаря послесвечению экрана и свойствам зрительного восприятия;

частота переключения каналов выбирается больше наивысшей частоты спектра исследуемых сигналов. В этом случае исследуемые кривые воспроизводятся совокупностью коротких черточек.

В электронном коммутаторе, принципиальная схема которого приведена на рис. 75 [91], используются оба способа переключения каналов, причем переключателем B_1 может быть установлена частота коммутации 70 Гц или 10 кГц.

В качестве задающего генератора, определяющего частоту переключения каналов, используется мультивибратор с улучшенной формой импульсов. С коллекторов транзисторов T_1 и T_2 управляющие импульсы поступают на затворы полевых транзисторов T_3 и T_4, которые поочередно подключают входы коммутатора к усилителю вертикального отклонения осциллографа. С помощью потенциометра R_{11} можно смещать осциллограммы относительно друг друга.

Использование полевых транзисторов в качестве ключей избавляет от необходимости развязки управляющего и коммутируемого сигналов, что позволило создать простой и компактный прибор.

58. ЭЛЕКТРОННЫЙ ОТМЕТЧИК ВРЕМЕНИ

Структурная схема отметчика времени приведена на рис. 76, *а*. Для задания нужного интервала времени служит *RC*-генератор. Синусоидальное напряжение с выхода *RC*-генератора поступает на формирователь прямоугольных импульсов, в качестве которого используется триггер Шмитта. Продифференцированные с помощью цепочки *RC* импульсы положительной полярности поступают через диод *Д* на одновибратор, который формирует необходимую длительность выходного импульса с частотой повторения, задаваемой *RC*-генератором.

RC-генератор (рис. 76, *б*) выполнен по схеме генератора с мостом Вина, поскольку такая схема позволяет вводить глубокую отрицательную обратную связь для повышения стабильности генерируемых колебаний.

Так как частота генерации достаточно низкая (1 Гц), то для повышения устойчивости работы на низкой частоте двухкаскадный усилитель *RC*-генератора (транзисторы T_1, T_2) выполнен с непосредственной связью. Установку частоты можно производить подбором либо конденсаторов C_1, C_2, либо резисторов R_1, R_2.

Синусоидальное напряжение с коллектора транзистора T_2 поступает на формирователь прямоугольных импульсов (триггер Шмитта). Чтобы не нагружать *RC*-генератор, во входном каскаде триггера Шмитта используется полевой транзистор T_3 типа КП103Ж. Как и в обычном триггере Шмитта, когда транзистор T_3 закрыт, транзистор T_4 открыт. В данной схеме смещение транзистора T_4 обеспечивается подсоединением к эмиттеру T_4 резистора связи R_{10} и делителя напряжения R_{11}, R_{12} [93]. Пороговое напряжение на затворе транзистора T_3 устанавливается с помощью потенциометра R_7.

Прямоугольные импульсы, сформированные триггером Шмитта, дифференцируются цепочкой C_5R_{14}. Положительные импульсы через диод $Д_2$ запускают одновибратор (транзисторы T_5, T_6), формирующего длительность выходного импульса. Поскольку в исходном состоянии оба транзистора (как полевой T_5, так и биполярный T_6) открыты, то положительный импульс, поступающий на затвор T_5 с дифференцирующей цепочки C_5R_{14}, закрывает оба транзистора на время перезаряда конденсатора C_6 через резистор R_{15}. Таким образом, длительность выходного импульса определяется постоянной времени цепочки $R_{15}C_6$.

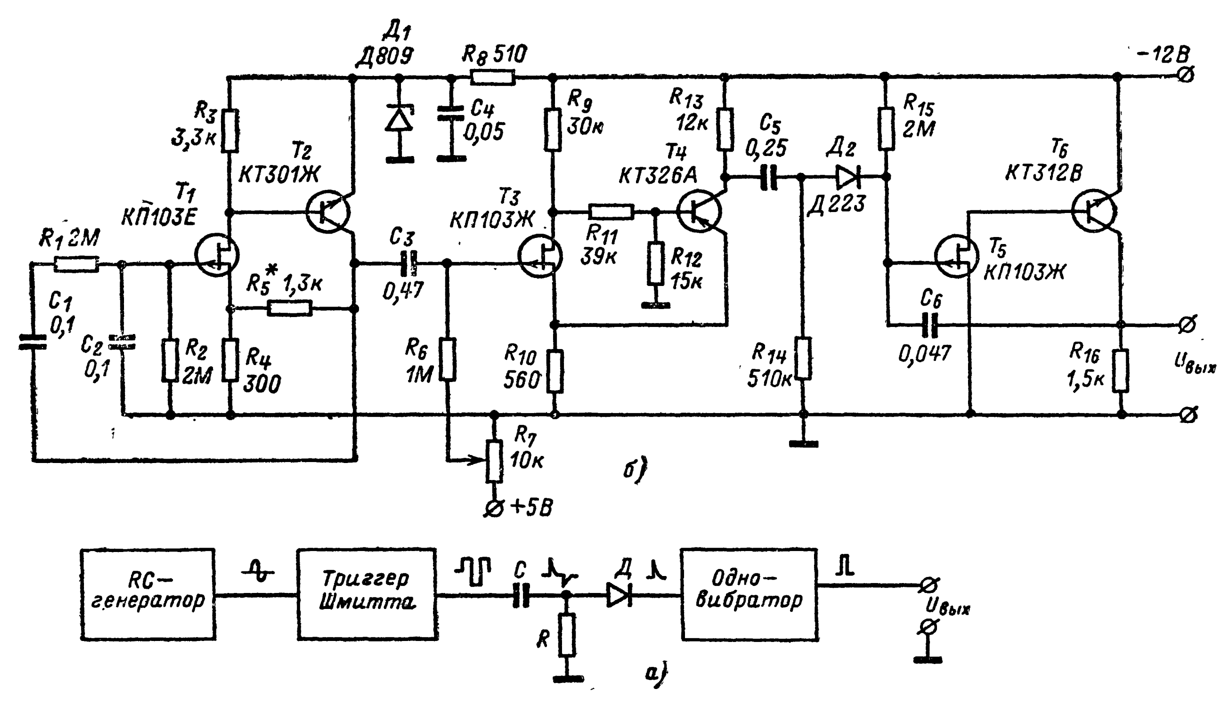


Рис. 76. Отметчик времени.

а — структурная схема; *б* — принципиальная схема.

59. СЕЛЕКТИВНОЕ УСТРОЙСТВО

Селективное устройство входит в радиотелеметрическую систему измерения параметров волны и ветра, используемую для определения гидрометеорологического состояния акватории испытаний судов на подводных крыльях с последующей регистрацией.

Исполнительная аппаратура, состоящая из устройств селекции, телеуправления, телеизмерения и радиостанции (рис. 77), располо-

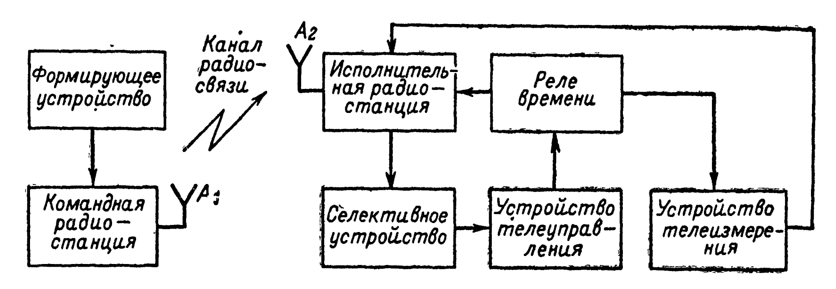


Рис. 77. Структурная схема радиотелеметрической системы.

жена в герметичном буе, который свободно дрейфует по поверхности акватории.

В исходном состоянии основные узлы исполнительной аппаратуры, находящиеся внутри буя, обесточены, а радиостанция находится в режиме «дежурный прием» в целях снижения расхода энергии от источников питания. Для приведения исполнительной аппаратуры в режим измерения и передачи информации оператор, находящийся на берегу или корабле, нажимает кнопку «Запуск», после чего с помощью специального формирующего устройства и передатчика вырабатывается радиоимпульс определенной длительности (примерно 1 с) и по радиоканалу поступает на исполнительную радиостанцию. Сигнал команды на включение исполнительной аппаратуры, принятый исполнительной радиостанцией, пройдя через селективное устройство и устройство телеуправления, запускает реле времени. В свою очередь реле времени включает аппаратуру телеизмерения, а радиостанцию переводит в режим передачи информации. По истечении 15 мин (выдержка реле времени) исполнительная аппаратура автоматически возвращается в исходное состояние.

Для защиты устройства телеуправления от случайных помех применено селективное устройство, описание которого приведено ниже.

Принципиальная схема селекции радиоимпульсов по частоте заполнения и по длительности ($t_{мин}<\tau<t_{макс}$), разработанная Л. Л. Шабалиным, изображена на рис. 78, *а*. Прямоугольный импульс длительностью 1 с и с частотой заполнения 1450 Гц (рис. 78, *б*) поступает на систему связанных контуров (L_1C_1 и L_2C_2), резонансная частота которых равна частоте заполнения (частота тонального вызова передающей радиостанции). Полоса пропускания связанных контуров по уровню 0,7 равна 100 Гц.

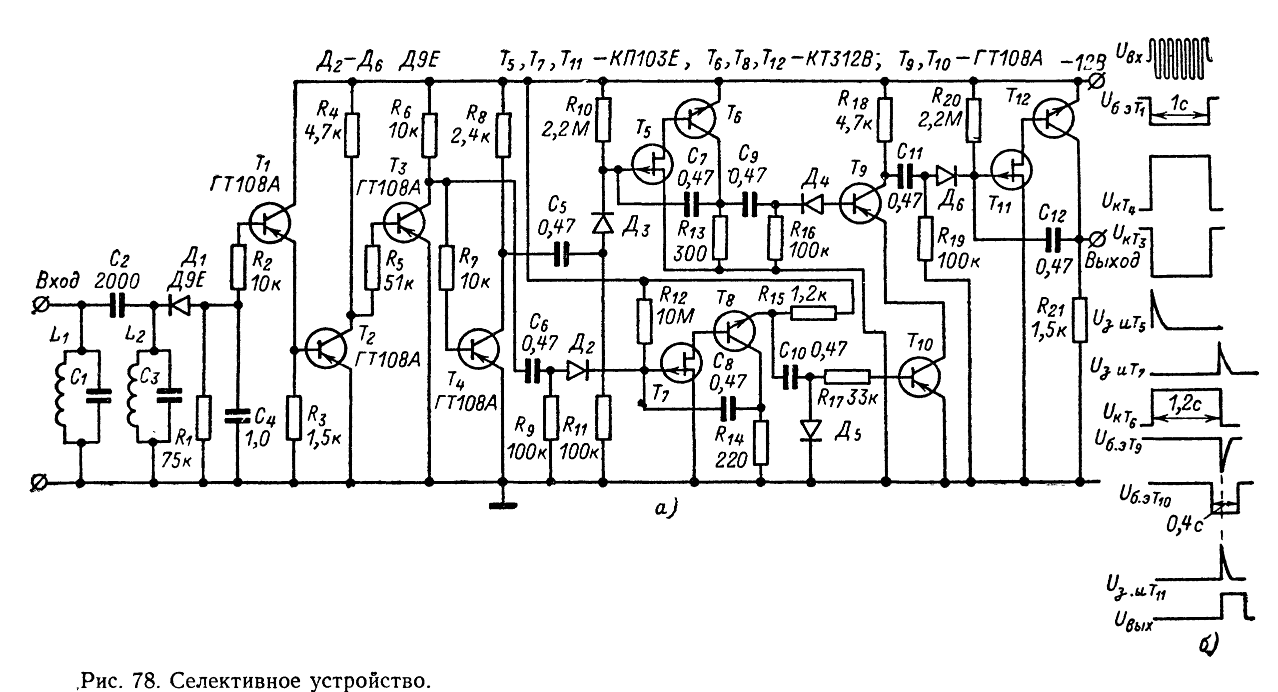


Рис. 78. Селективное устройство.

а — принципиальная схема; *б* — эпюры напряжений.

Порог срабатывания электронного ключа, выполненного на транзисторе T_1, выбирался таким образом, чтобы при нахождении частоты заполнения в пределах полосы пропускания связанных контуров транзистор T_1 был открыт. При несоблюдении этого условия (частота заполнения лежит вне полосы пропускания контуров) входной импульс ослабляется фильтром и в работе селектора не участвует.

Кроме селекции по частоте в описываемом устройстве использована селекция по длительности входного сигнала. Проследим работу схемы селекции. Импульс отрицательной полярности, выделяемый на нагрузке детектора R_1, открывает транзистор T_1 и поступает на усилитель-ограничитель (транзисторы T_2, T_3), который формирует прямоугольный сигнал с крутыми фронтами, необходимый для четкой работы схемы селекции.

Импульс с коллектора транзистора T_4 дифференцируется цепочкой C_5R_{11} и своим фронтом запускает одновибратор на транзисторах T_5T_6, который формирует импульс длительностью 1,2 с.

Работа одновибратора заключается в следующем. При отсутствии на входе ждущего мультивибратора запускающих импульсов оба транзистора открыты. Поступающий на затвор полевого транзистора T_5 положительный импульс закрывает оба транзистора T_5, T_6; при этом из цепи коллектора биполярного транзистора T_6 через конденсатор C_7 на затвор T_5 поступает положительный скачок напряжения. Конденсатор C_7 начинает перезаряжаться через резистор R_{10} до того момента, пока полевой транзистор T_5 не начнет проводить. Через полевой транзистор T_5 потечет ток базы транзистора T_6, который откроет биполярный транзистор, что приведет к регенеративному процессу. В результате на выходе одновибратора появится скачок напряжения.

Аналогичным образом, но только спадом импульса, снимаемого с коллектора транзистора T_3, запускается одновибратор (T_7, T_8), который формирует импульс длительностью $t_2=0,4$ с (рис 78, *б*). Импульс отрицательной полярности с эмиттера транзистора T_8 поступает на базу биполярного транзистора T_{10}, который вместе с транзистором T_9 образует схему совпадения. При отсутствии сигнала на базе транзистора T_9 схема совпадения закрыта. При поступлении на базу транзистора T_9 импульса отрицательной полярности (с коллектора T_6) и совпадении его во времени с отрицательным импульсом с эмиттера T_8, на коллекторе T_9 появляется импульс положительной полярности, который запускает одновибратор на полевом транзисторе T_{11} и биполярном T_{12}.

Таким образом, селекция импульсов осуществляется путем сравнения на схеме совпадения И положения во времени импульса одновибратора (T_7, T_8) и сигнала отрицательной полярности, получающегося в результате укорочения цепью C_9R_{16} импульса одновибратора (T_5, T_6).

Если длительность входного импульса $\tau<\tau_{мин}=\tau_{к.р1}-\tau_{к.р2}$ (где $\tau_{к р1}$ и $\tau_{к р2}$ — импульсы, вырабатываемые одновибратором на транзисторах T_5, T_6 и одновибратором на T_7T_8 соответственно), то во входных каналах схемы совпадения И нет совпадения во времени сигнала, поступающего с укорачивающей цепи C_9R_{16}, с импульсом одновибратора T_7T_8 и выходной сигнал селектора отсутствует [94].

Аналогичная ситуация возникает для входных импульсов длительностью $\tau>\tau_{макс}=\tau_{к.р1}$. Только для импульсов длительностью $\tau_{мин}<\tau<\tau_{макс}$ имеет место совпадение во времени импульсов во

входных каскадах схемы совпадения, и на выходе селектора появляется выходной импульс.

Одновибратор (транзисторы T_{11}, T_{12}), запускаемый импульсом схемы совпадения, служит для увеличения длительности выходного импульса схемы сопадения и, таким образом, увеличения надежности срабатывания системы телеуправления.

60. СИСТЕМА БИОМЕТРИИ

Расшифровка кривых, таких как электрокардиограмма (ЭКГ) и энцефалограмма (ЭЭГ), является одной из самых трудных и сложных диагностических процедур, наиболее часто встречающихся в повседневной медицинской практике. Погрешности при расшифровке могут быть значительными, причем на анализ и расшифровку кривых затрачивается значительное количество времени. Так, для того чтобы вручную произвести поточечное измерение зубцов одной ЭКГ и вычислить необходимые параметры, врачу требуется около двух часов. На подобную операцию по расшифровке ЭКГ вычислительной машине, связанной с системой сбора медицинских данных, потребуется всего несколько минут.

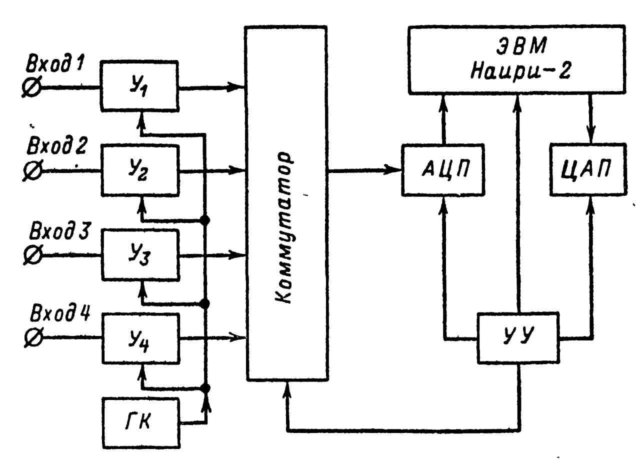


Рис. 79. Структурная схема биометрической системы.

Структурная схема биометрической системы, предназначенной для сбора, кодирования и обработки ЭКГ с помощью малой вычислительной машины «Наири-2», приведена на рис. 79. Биопотенциалы с датчиков поступают на входы четырех биоусилителей ($У_1$—$У_4$), которые повышают уровень входного сигнала до необходимого. Для проверки работоспособности усилителей и их калибровки служит генератор калибровки (ГК). Выходы усилителей в определенной последовательности с помощью электронного коммутатора подключаются к аналого-цифровому преобразователю (АЦП), который преобразует величину биопотенциалов из аналоговой формы в циф-

ровую, необходимую для ввода в ЭВМ. Устройство управления (УУ) задает последовательность работы коммутатора, АЦП, ЭВМ и ЦАП. Вначале информация вводится в память ЭВМ, затем УУ переводит ЭВМ в режим обработки записанной информации, после чего обработанный материал поступает в цифро-аналоговый преобразователь, где преобразуется в удобную для чтения форму.

Ниже приводится описание аналоговой части биометрической системы, разработанной автором совместно с В. С. Пенкиным, ко-

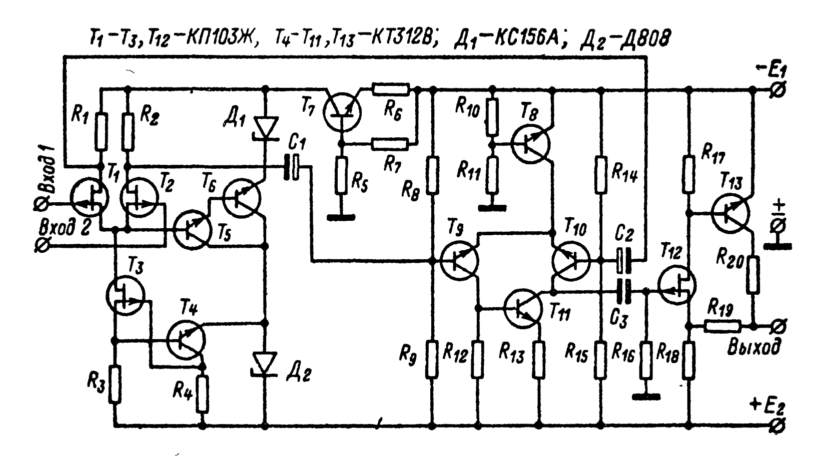


Рис. 80. Принципиальная схема биоусилителя.

торая состоит из четырех биоусилителей, генератора калибровки и электронного коммутатора.

Усилитель биопотенциалов должен иметь высокое входное сопротивление (примерно 10^6—10^{11} Ом) и малое значение входной емкости (поскольку при больших сопротивлениях электрода и входной емкости усилителя может происходить интегрирование коротких импульсов), малый уровень собственных шумов и высокий коэффициент подавления синфазной помехи.

Исходя из перечисленных выше основных требований, предъявляемых к биоусилителю, был разработан и изготовлен усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 80. Входной каскад биоусилителя выполнен на полевых транзисторах T_1 и T_2 по дифференциальной схеме. Для увеличения коэффициента режекции до 95 дБ без предварительного подбора полевых транзисторов в цепи истоков T_1 и T_2 включен стабилизатор тока на транзисторах T_3 и T_4; кроме того, с этой же целью применен стабилизатор напряжения (T_5, T_6 и $Д_1$, $Д_2$). Более подробно такой входной каскад был описан в § 49.

Второй каскад усилителя (на транзисторах T_9, T_{10}) также выполнен по дифференциальной схеме. Для получения высокого коэффициента усиления в цепь коллектора транзистора T_{10} включен транзистор T_{11}, который является динамической нагрузкой для T_{10} и представляет собой эквивалентное сопротивление примерно сотни

килоом. Такое включение транзистора T_{11} позволило поднять коэффициент усиления второго дифференциального каскада и выполнить выход несимметричным.

Выходной каскад усилителя выполнен по схеме истокового повторителя (T_{12}, T_{13}) со следящей обратной связью. Коэффициент передачи такого повторителя может быть получен больше единицы изменением сопротивления резисторов R_{19}, R_{18}.

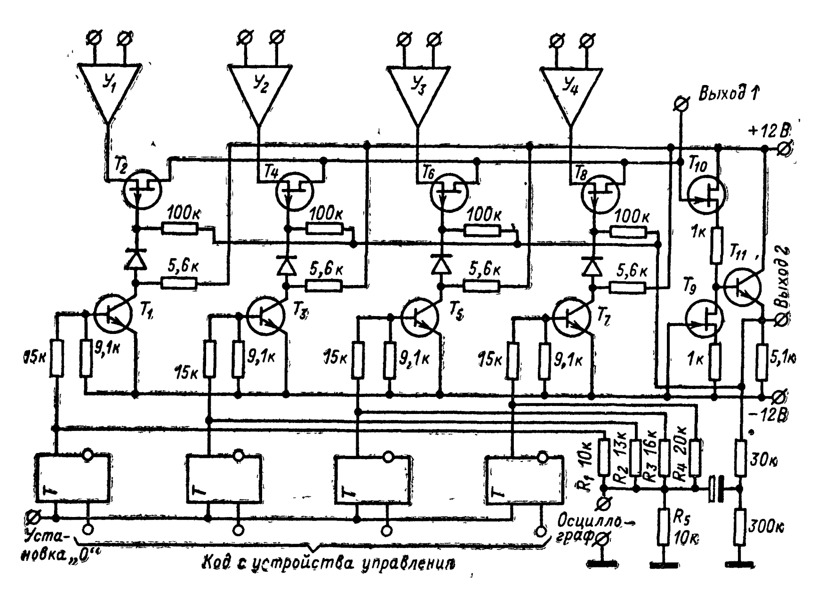


Рис. 81. Электронный коммутатор биометрической системы.

Нижняя граничная частота усилителя определяется емкостями конденсаторов C_1—C_3 и в изготовленных усилителях составляла 0,5 Гц. Коэффициент усиления биоусилителя около 1000, коэффициент режекции — 95 дБ; уровень шумов, приведенных ко входу усилителя, менее 7 мкВ.

Выходы усилителей $У_1$—$У_4$ подключаются к аналого-цифровому преобразователю с помощью электронного коммутатора, принципиальная схема которого изображена на рис. 81. Ключи в коммутаторе выполнены на полевых транзисторах типа КП103Ж ввиду их несомненных преимуществ над ключами на биполярных транзисторах (см. § 21). В коммутаторе используется универсальная схема управления ключами с буферным усилителем (транзисторы T_9—T_{11}), позволяющая иметь два выхода: высокоомный (*Выход 1*) и низкоомный (*Выход 2*). Высокоомный выход подключается к АЦП, входное сопротивление которого примерно 1 МОм. Ключи схемы управления, выполненные на биполярных транзисторах типа КТ312Б (T_1, T_3, T_5, T_7), управляются триггерами, которые в свою очередь переключаются в соответствии с программой, поступающей из блока управления

в виде кода. Кроме того, в блоке биометрии имеется возможность с помощью специального переключателя (на рис. 81 не показан) соединять триггеры в схему кольцевого счетчика. При этом появляется возможность контролировать (наблюдать) на экране однолучевого осциллографа одновременно четыре процесса, подключая осциллограф к выводу «Осциллограф» (рис. 81). Поскольку частота опроса каждого канала выбрана значительно выше частоты регистрируемого процесса, а сами процессы разнесены по уровням с помощью резисторов R_1—R_5, то на экране осциллографа исследуемые сигналы воспроизводятся совокупностью коротких черточек, разнесенных на экране по вертикали.

Конструктивно аналоговая часть биометрической системы выполнена в виде переносного прибора. Все элементы управления вынесены на лицевую панель.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Полевые** транзисторы. Физика, технология и применение. Пер. с англ. под ред. С. А. Майорова. М., «Советское радио», 1971.

2. **Севин Л.** Полевые транзисторы. М., «Советское радио», 1968.

3. **Валиев Н. А., Кармазинский А. Н., Королев М. А.** Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. М., «Советское радио», 1971.

4. **Van der Ziel.** Proc IRE, 1962, v. 50, p. 1808.

5. **Van der Ziel.** Gate Noise in Field Effects Transistors at Moderately High Freguencies. — «Proc. IRE», 1963, v. 51, p. 461.

6. **Александров В. С., Прянишников В. А.** Приборы для измерения малых напряжений и токов. М., «Энергия», 1971.

7. **Cogagno L., Hobson R. E.** Interpreting transistor noise performance. — «Electronic Industries», 1961, № 10.

8. **Richards J. S.** Field-effect transistors in d. c. amplifiers.— «Electronic Eng», 1965, № 5.

9. **Малин Б. В., Сонин М. С.** Параметры и свойства полевых транзисторов. М., «Энергия», 1967.

10. **Шервин В.** Причины искажений в усилителях на полевых транзисторах. — «Электроника», 1966, № 25.

11. **Даунс Р.** Экономичный предварительный усилитель. — «Электроника», 1972, № 5.

12. **Холзман Н.** Устранение выбросов посредством операционного усилителя. — «Электроника», 1971, № 3.

13. **Гозлинг В.** Применение полевых транзисторов. М., «Энергия», 1970.

14. **Смит В.** Малошумящие схемы на полевых транзисторах.— «Электроника», 1964, № 31.

15. **Даймонд, Зайферт.** Расчет режимных параметров дифференциального усилителя с ПТ. — «Электроника», 1971, № 13.

16. **Федорин В.** Измерение параметров и применение полевых транзисторов. — «Радио», 1969, № 3.

17. **Важенина З. П., Пудриков Э. В.** Транзисторные генераторы импульсов миллисекундного диапазона. М., «Советское радио», 1974.

18. **Де Колд.** Использование диодов для температурной стабилизации коэффициента усиления полевого транзистора. — «Электроника», 1971, № 12.

19. **Токарев П. Д.** Расчет элементарных схем на полевых транзисторах с изолированным затвором. ЛДНТП, 1970.

20. **Cohen Joel.** Solid-state signal switching it's getting better all the time. — «FD N/EEE», 1972, № 22.

21. **Шипли М.** Полевые транзисторы в аналоговых переключательных схемах. — «Электроника», 1964, № 32.

22. **Туфлин Э. К., Гибадулин Н. М., Ободзинский В. И.** Проектирование аналоговых коммутаторов на полевых транзисторах. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1971.

23. **Туфлин Э. К.** Исследование статических характеристик аналогового ключа на ПТ. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1971.

24. **Тотменин В. Ф.** Аналоговый ключ на полевых транзисторах. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1971.

25. **Hermann Schmid.** Electronic analog switches.— «Electrotechnology», June 1968.

26. **Вьюхин В., Касперович А.** Использование ПТ с *p-n*-переходом в коммутаторах многоканальных измерительных систем. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1970.

27. **Галио А.** Линейный ключ на полевых транзисторах. — «Электроника», 1970, № 9.

28. **Холзман Н.** Устранение выбросов посредством операционного усилителя. — «Электроника», 1972, № 15.

29. **Вальков А. А., Топчилов Н. А., Колосовский А. В.** Кремниевые полевые транзисторы КП102. — «Радио», 1970, № 6.

30. **Третьяков В. А., Павлова Т. И.** Параметры и энергетическое разрешение полевых транзисторов КП303 при низких температурах. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 2.

31. **Позняк И. Н. и др.** Термостойкий предусилитель. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 3.

32. **Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А.** Транзисторные усилители постоянного тока. М., «Энергия», 1972.

33. **Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Мелехова Г. Н.** Полевые транзисторы КП102 в схемах усиления постоянного тока. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1970.

34. **Сиколенко С. Ф., Немчинов В. М.** Измерительные усилители постоянного тока на транзисторах. — «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», вып. 9. М., «Связь», 1972.

35. **Sevin L.** Influence of Temperature on Characteristics of Unipolar Field Effect Transistors. — «Electrotechnology», 1964, № 4.

36. **Немчинов В. М., Сиколенко С. Ф.** Температурный дрейф усилителя на полевом транзисторе с *p-n*-переходом. — «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», вып. 4, М., «Связь», 1969.

37. **Голованов В. М.** Подбор ПТ в пары для дифференциальных усилителей. — «Интегральные схемы», вып. 5. Новосибирск, «Наука», 1973.

38. **Немчинов В. М.** Параллельный балансный каскад на ПТ. — «Микроэлектроника», вып. 6. М., «Советское радио», 1973.

39. **Barker R. W., Hart B. L.** An ultra-high input impedance amplifier and its dridt performance. — «Electronic Compon.», 1972, № 20.

40. **Hart B. L., Barker R. W.** An electrometer MOST. — «Electronic Components», 20 Nov. 1970.

41. **Назарян К. Х., Прянишников В. А.** Преобразователи напряжения и тока на полевых транзисторах. ЛДНТП, 1973.

42. **Hitt J. J., Mosley G.** FET chopper circuits for low lewel signals. — «IEEE Internat. Conf. Record», 1967, pt. 8.

43. **Беленький Б. И., Минц М. Б.** Высокочувствительные усилители постоянного тока с преобразователями. Л., «Энергия», 1970.

44. **Зубов В. Г., Юрковский Д. А.** Компенсированный модулятор на полевых транзисторах. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 6.

45. **Калинчук Б. А., Пичугин О. Р.** Модуляторы малых сигналов. М., «Энергия», 1972.

46. **Баклаков Б., Веремеенко В., Карлинер М.** Усилитель постоянного тока с преобразованием сигнала на ПТ типа КП102, — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1970.

47. **Елисеев А. М., Ткаченко А. Н.** Измерительные усилители типа Ф1732 постоянного тока. — «Приборы и системы управления», № 7, 1972.

48. **Ворожейкин А. И., Добровинский И. Р., Ломтев Б. А.** Измерительный усилитель с модуляцией входного сигнала. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 6.

49. **Полонников Д. Е.** Решающие усилители. М, «Энергия», 1973.

50. **Даун В.** Использование ОС для уменьшения входной емкости схем с полевыми транзисторами. — «Электроника», 1964, № 31.

51. **Хононзон Г. А., Гаркуша О. И., Лебакин Н. А.** Высокостабильный усилитель постоянного тока. — «Приборы и системы управления», 1974, № 1.

52. **Арсланов М. З., Рябков В. Ф.** Радиоприемные устройства. М., «Советское радио», 1972

53. **Радиоприемные** устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р. А. Валитова и А. А. Куликовского. М., «Советское радио», 1968.

54. **Лютгенау, Барнес.** Конструирование схем на полевых транзисторах со структурой МОП. — «Электроника», № 31, 1964.

55. **Крисилов Ю., Ваулин В. и др.** Регулировка усиления каскадов на полевых транзисторах. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1970.

56. **Тыныныка А.** Применение полевых транзисторов в устройствах с автоматической регулировкой усиления. В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1970.

57. **Мергнер Л.** Улучшение приема ЧМ передач при использовании *pin* диодов и полевых транзисторов.— «Электроника», 1966, № 17.

58. **Игнатов А. Н.** Применение полевых транзисторов типа КП103 в аппаратуре связи. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1971.

59. **Прагер И. Л.** Электронные аналоговые вычислительные машины. М., «Машиностроение», 1971.

60. **Белов В., Подзин А., Данилов В.** Дифференциальные усилители постоянного тока с большим коэффициентом подавления синфазного сигнала. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1970.

61. **Маккефри, Брандт.** Интегральный операционный усилитель с ПТ на входе. — «Электроника», № 25, 1970.

62. **Экспресс-информация** «ПЭА». М., ВИНИТИ, 1971, № 44.

63. **Менджицкий Е.** Операционные усилители постоянного тока. Пер. с польского. М., «Энергия», 1967.

64. **Альтман К.** Современные линейные интегральные схемы. — «Электроника», № 12, 1972.

65. **Фулагар Д.** Полевые транзисторы с *p-n*-переходом в монолитных ОУ. — «Электроника», 1972, № 23.

66. **Алексенко А. Г.** Основы микросхемотехники. М., «Советское радио», 1971.

67. **Холзман С.** Устранение выбросов, возникающих при переключении видеосигналов посредством ОУ. — «Электроника», 1972, № 15.

68. **Buckerfield P. S.** The Parallel — T. D. C. amplifier. — «Proc. IEE», 1952, pt. 11, № 71.

69. **Йеджер, Хеллоурт.** Динамический способ компенсации напряжения сдвига нулевого уровня в операционных усилителях. — «Электроника», 1972, № 25.

70. **Холзман С.** Устранение выбросов, возникающих при переключении видеосигналов посредством ОУ. — «Электроника», 1973, № 20.

71. **Джексон Д.** Усилители НЧ с питанием от одновольтовой батареи. — «Электроника». 1971, № 2.

72. **Мурсаев А. Х., Смолов В. Б., Угрюмов Е. П.** Точные ключи, ОУ и устройства запоминания напряжений на канальных транзисторах. ЛДНТП, 1972.

73. **Барсуков Ф. И.** Генераторы и селективные усилители низкой частоты. М., «Энергия», 1964.

74. **Гоноровский И. С.** Радиотехнические цепи и сигналы. М., «Советское радио», 1971.

75. **Ван дер Гиир.** Перестройка *RC*-генератора в декадном диапазоне с помощью полевых транзисторов. — «Электроника», № 4, 1969.

76. **Крисилов Ю. Д.** Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. М., «Советское радио», 1972.

77. **Проссер Л.** Стабильные генераторы на полевых транзисторах. — «Электроника», 1966, № 20.

78. **Ханус, Мартинес.** Стабильный НЧ мультивибратор с двумя ПТ. — «Электроника», 1967, № 1.

79. **Илэд Л.** Использование полевого транзистора для получения стабильного пилообразного напряжения. — «Электроника», 1966, № 16.

80. **Экспресс-информация** «ПЭА и ВТ», 1973, № 47.

81. **Кинг Л.** Стабильный кварцевый генератор на полевом транзисторе. — «Электроника», 1973, № 13.

82. **Экспресс-информация** «ПЭА и ВТ». 1973, № 46.

83. **Славский Р. Н.** Активные *RC*- и *RCL*-фильтры и избирательные усилители. М., «Связь», 1966.

84. **Маклюков М. И.** Инженерный синтез и расчет активных *RC*-фильтров. М., «Энергия», 1971.

85. **Чаплик Н. Д.** Фильтры инфранизких и низких частот в микроисполнении на полевых транзисторах. — «Интегральные схемы», вып. 4. Новосибирск, 1973.

86. **Есаков В. Ф., Кудрин И. Г., Школь М. М.** Автоматическая регулировка усиления в УНЧ. М., «Энергия», 1970.

87. **Блок, Смит.** Реле времени на биполярных и полевых транзисторах. — «Электроника», 1969, № 11.

88. **Акментыньш А.** Вольтомметр на полевых транзисторах. — «Радио», 1971, № 6.

89. **Уоррен Г., Бэбкок Г.** Портативный прибор для измерения концентрации озона, основанный на хемилюминесценции этилена. — «Приборы для научных исследований», 1970, № 2, с. 123.

90. **Кернс М.** Схема на полевых транзисторах с запоминанием измеренного значения энергии световых импульсов. — «Электроника», 1965, № 22.

91. **Милехин А. Г.** Электронный коммутатор на полевых транзисторах к осциллографу. — «Радио», 1973, № 9.

92. **Хьюлсман Л. П.** Теория и расчет активных *RC*-цепей. М., «Связь», 1973.

93. **Лотт К.** Триггер Шмитта на полевом транзисторе. — «Электроника», 1965, № 15.

94. **Тимахов О. Н., Любченко В. К.** Селекторы импульсов. М., «Советское радио», 1966.

95. **Гольденберг Л. М.** Импульсные и цифровые устройства. М., «Связь», 1973.

96. **Технический** каталог. «Новые приборы. Полевые транзисторы. Гибридные интегральные схемы». М., Изд. ЦНИИ «Электроника», 1974.

97. **Топчилов Н. А.** Гибридные линейные микросхемы с высокоомным входом. — «Электронная промышленость», 1973, № 9.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Анатолий Григорьевич Милехин

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СХЕМЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Редактор Е. А. Богатырев

Редактор издательства Г. Н. Астафуров

Обложка художника А. А. Иванова

Технический редактор Н. М. Бякирева

Корректор Г. Г. Желтова

Сдано в набор 29/IV 1976 г. Подписано к печати 5/VIII 1976 г.

Т-15119 Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 7,56 Уч.-изд. л. 9,34 Тираж 55 000 экз.

Зак. 584 Цена 38 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
600610. Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Вышли из печати в 1976 г.

Б. Н. Лозицкий и И. И. Мельниченко. Электрорадиоизмерения. Вып. 898.

Советские радиолюбители. Сост. В. А. Бурлянд. Вып. 899.

Л. Н. Бочаров. Полевые транзисторы. Вып. 905.

Н. М. Борисов. Автоматические устройства контроля и управления. Вып. 907.

Ю. Борисов. Инфракрасные излучения. Вып. 906.

И. Свобода. Модульные транзисторные усилители и приемники. Пер. с чешского. Вып. 908.

Н. Н. Путятин. Радиоуправление моделями. Вып. 909.

В. Н. Верхотуров, В. А. Калачев, В. Г. Кузьмин. Радиоаппаратура для «охоты на лис». Вып. 912.

Г. А. Антонов. Магнитофон «Соната-304». Вып. 918.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Печатаются и в ближайшее время поступят в продажу

В. Г. Борисов и В. В. Фролов. Измерительная лаборатория начинающего радиолюбителя. Вып. 910.

С. А. Ельяшкевич. Отыскание неисправностей и настройка цветных телевизоров. Изд. 2-е. Вып. 911.

М. Н. Рабинович. Синхронизация кадровой развертки. Вып. 913.

Н. В. Пароль. Кинескопы. Вып. 914.

А. И. Хлупнов. Любительские усилители низкой частоты. Вып. 915.

Е. Г. Ефимов. Магнитные головки. Изд. 2-е. Вып. 917.

М. М. Эфрусси. Громкоговорители и их применение. Изд. 2-е. Вып. 919.

А. Х. Синельников. Электроника в автомобиле. Изд. 2-е. Вып. 922.

38 коп.